

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 7月19日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-219880

出 願 人

Applicant(s):

株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 8月17日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



【書類名】 特許願

【整理番号】 ND12-0049

【提出日】 平成12年 7月19日

【あて先】 特許庁長官 及川 耕造 殿

【国際特許分類】 H04B 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 田野 哲

【特許出願人】

【識別番号】 392026693

【氏名又は名称】 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

【代理人】

【識別番号】 100070150

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊東 忠彦

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002989

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 通信システムにおける受信方法及び受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 搬送波周波数帯に変換された信号を受信し、受信された受信信号をアナログ準同期検波し、該アナログ準同期検波の出力である同相及び直交信号を A/D 変換し、該 A/D 変換された同相及び直交信号を第 1 の解析的信号により、複素ベースバンド信号に変換し、該第 1 の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換された同相及び直交信号を第 1 の低域通過フィルタに入力するとにより所望信号を得る通信システムにおける受信方法において、

前記 A/D 変換された同相及び直交信号を分岐し、第 2 の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換し、

前記第 2 の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換された同相及び直交信号をそれぞれ第 2 の低域通過フィルタに入力し、

前記第 1 の低域通過フィルタ及び前記第 2 の低域通過フィルタを通過した同相及び直交信号を適応干渉キャンセラに入力し、

各々の信号に混入した干渉成分を除去することを特徴とする通信システムにおける受信方法。

【請求項 2】 前記適応干渉キャンセラにおいて、

所望周波数成分と干渉信号成分が混在した入力信号から、直交化係数を用いて該所望周波数成分と該干渉信号成分とを分離する請求項 1 記載の通信システムにおける受信方法。

【請求項 3】 前記適応干渉キャンセラにおいて、

前記アナログ準同期検波の直交性の変化に応じて前記直交化係数を推定する請求項 2 記載の通信システムにおける受信方法。

【請求項 4】 搬送波周波数帯に変換された信号を受信する受信手段と、該受信手段により受信された受信信号から直交信号を生成するアナログ準同期検波手段と、該アナログ準同期検波手段の出力である同相及び直交信号を A/D 変換する A/D 変換する A/D 変換手段と、該 A/D 変換により A/D 変換された同相及び直交信号を第 1 の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換する第 1

の複素周波数変換手段と、該第 1 の複素周波数変換手段により複素ベースバンド信号に変換された同相及び直交信号の高周波成分を除去する第 1 の低域通過フィルタとを具備する通信システムにおける受信機であって、

前記 A/D 変換手段により A/D 変換された前記同相及び直交信号を第 2 の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換する第 2 の複素周波数変換手段と、

前記第 2 の複素周波数変換手段により複素ベースバンド信号に変換された同相及び直交信号の高周波成分を除去する第 2 の低域通過フィルタと、

前記第 1 の低域通過フィルタ及び前記第 2 の低域通過フィルタを通過した同相及び直交信号を入力として各々の信号に混入した干渉成分を除去する適応干渉キャンセラと、を備えることを特徴とする通信システムにおける受信機。

【請求項 5】 前記適応干渉キャンセラは、

所望周波数成分と干渉信号成分とが混在した入力信号から、直交化係数を用いて該所望周波数成分と該干渉信号成分とを分離する干渉キャンセル手段を有する請求項 4 記載の通信システムにおける受信機。

【請求項 6】 前記適応干渉キャンセラは、

前記アナログ準同期検波の直交性の変化に応じて前記直交化係数を推定する適応制御手段を有する請求項 5 記載の通信システムにおける受信機。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、通信システムにおける受信方法及び受信機に係り、特に、搬送波帯に信号を変換して伝送を行う通信システムにおいて、所望信号の成分の抽出をベースバンド帯で行う、通信システムにおける受信方法及び受信機に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

多様なシステム、多様な周波数の信号を単一の受信機を用いて実現できれば、単一の端末でより多様な情報を得ることが可能になる。ところが、無線通信システムの場合、数百 MHz から数 GHz までの周波数を持つ搬送波に情報信号を変換して通信を行う。これは、無線が単一の自由空間という媒体を用いて通信を行

うため、各システムがオーバーラップしないよう、各システム毎に異なった周波数が割り当てられ、割り当てられた周波数の搬送波に情報を乗せて通信を行うからである。従って、多くのシステムが混在する無線周波数では、周波数軸上でかなり周密にシステムが配置されている。そこで、所望の周波数の信号を取り出すには、受信機にチャンネルの帯域に適合した選択性の高いフィルタが必要になる。

図 1 9 は、従来の無線通信システムにおける受信機構成を示す。N T T 方式のアナログ自動車電話方式で用いられているダブルスーパーヘテロダイン構成の受信機の抜粋を示す。同図に示す構成は、アンテナ 1、初段の搬送波周波数帯である R F (Radio Frequency) 帯の帯域通過フィルタ 2、第 1 の I F (Intermediate Frequency) へ変換するための局部発振器 3 及び乗算器 4、乗算器 4 の出力に含まれる高調波成分除去のための帯域通過フィルタ 5、第 2 の I F (Intermediate Frequency) へ変換するための局部発振器 6 及び乗算器 7、乗算器 6 の出力に含まれる高調波成分除去及び自チャンネル選択用の狭帯域な帯域通過フィルタ 8、端末の移動に伴う受信電力変動を吸収する増幅器 9、制御信号として送られるデジタル信号と音声信号を分離するための帯域通過フィルタ 1 0、復調器 1 1、及び出力端子 1 2 から構成される。

【 0 0 0 3 】

同図に示す構成では、フィルタ 8 が高い選択性を有し、自チャンネルの信号のみを抽出する役割を果たしている。ところが、同図の構成において多システムの信号を復調するには、システムに応じてフィルタ 2、5、特に、帯域通過フィルタ 8 の帯域等を変更する必要がある。しかし、一般に、R F ・ I F 帯のアナログフィルタの周波数特性を変換させることは困難である。多様な周波数帯域を有するシステムに対応するには、R F 帯あるいは、I F 帯のバンドパスフィルタによって所望信号帯域信号の選択を行うことはできない。

【 0 0 0 4 】

一般に、システム毎に異なる信号帯域は異なる。従って、多様なシステムの信号を受信するには、想定する通信システムにおいて最大の信号帯域を持つ R F ・ I F フィルタを備える必要がある。この場合には、所望信号選択は、周波数特性の可変や高い選択性の実現が容易なベースバンドフィルタ、実現性を考慮すると

ディジタル信号処理により実現されたフィルタで行うことで、多様なシステムの信号受信を可能とする。

【 0 0 0 5 】

ところが、実際に周波数変換を行うには、周波数シンセサイザが必要となるが、非常に狭帯域のシステムまで想定する場合には、広い周波数範囲に渡って高精度かつ高安定な周波数シンセサイザが必要になる。また、周波数シンセサイザでは自由に周波数を選択するには、回路構成が複雑になり、移動通信のようにデバイスに低消費電力化が要求されるシステムには適用が困難になるという問題も発生する。従って、適当な I F 周波数帯にまで変換し、一旦アナログ・ディジタル変換器により、ディジタル信号に変換する。その後、高機能なディジタル信号処理技術によって正確な搬送波周波数の推定、及び、復調操作を行うことで通信できるシステムの領域を拡大できる。加えて、この構成であれば、I F 周波数で A / D 変換し、高精度なディジタル信号処理によりベースバンドに変換するため、ベースバンドまでアナログ信号処理で周波数変換した場合に発生する受信機の D C (Direct Current) 成分による特性劣化を回避できるという利点もある。

【 0 0 0 6 】

ところが、

(α) アナログ広帯域な待機通過フィルタとディジタル信号処理によるチャネルフィルタ；

(β) I F 周波数帯におけるアナログ・ディジタル変換；

という構成の場合には、I F 周波数とアナログ帯域通過フィルタの周波数帯域の関係でイメージ成分が信号成分に混入し、信号の S N R (Signal to Noise Ratio) を劣化させるという問題がある。

【 0 0 0 7 】

図 2 0 は、イメージ成分と帯域通過フィルタの周波数帯域の関係を示す。原理的にディジタル無線通信システムでは、実周波数成分だけ搬送波帯 $f + \Delta f$ へ変換して通信を行う。このとき、受信機において、この信号を局部発振周波数 f で周波数変換を行い、I F 周波数 Δf の信号を生成する場合には、原理的に搬送波周波数帯 $f - \Delta f$ の信号も同時に Δf の I F 周波数へ干渉波となって落ちてきて

、信号の S N R を劣化させる原因になる。例えば、所望信号帯域及び干渉信号共に、位相変調を用いている場合には、以下のように干渉信号が I F 周波数帯に現れる。但し、 ω は、各周波数であり、 $\omega = 2 \pi f$ の関係がある。

【 0 0 0 8 】

【数 1】

$$LPF_1 \left[\{ A \cos((\omega_c + \Delta \omega)t + a_k) + B \cos((\omega_c - \Delta \omega)t + b_k) \} \cos(\omega_c t) \right] = \frac{A}{2} \cos(\Delta \omega t + a_k) + \frac{B}{2} \cos(\Delta \omega t - b_k) \quad (1)$$

ここで、 t は時間変数、 LPF_1 は、高周波成分を除去する関数、 a_k と b_k は所望信号と干渉信号の情報成分、 A と B は、所望信号と干渉信号のレベルを表している。従来は、この問題を回避するために、図 2 0 (a) のように、搬送波帯 $f - \Delta f$ の信号を十分抑圧するための帯域通過フィルタを周波数変換器の前に配置している。ところが、多様な周波数帯のシステムを受信するため、帯域通過フィルタを広帯域にした場合には、図 2 0 (b) のように搬送波帯 $f - \Delta f$ の信号が I F 周波数帯に変換されてしまう。

【 0 0 0 9 】

これを克服するため、R F 帯の信号を一旦、直交準同期検波した後、イメージ成分を除去する方法が提案されている。その構成を図 2 1 に示す。同図に示す構成は、アンテナ 1 3、初段の帯域通過フィルタ 1 4、分岐回路 1 5、1 9、乗算器 1 6、1 7、 $\pi / 2$ 移相器 1 8、低域通過フィルタ 2 1、2 2、2 7、2 8、アナログ・デジタル変換器 2 3、2 4、I F 周波数の解析的正弦波 $\exp(-j 2 \pi \Delta \omega k T)$ を乗算する複素周波数変換器 2 5、出力端子 2 9、3 0 から構成される。但し、 T は、サンプル周期を示している。同図では、搬送波周波数帯の実周波数信号を直交準同期検波する。即ち、式 (1) に加えて、以下に示すような直交成分を生成する。

【 0 0 1 0 】

【数 2】

$$\text{LPF}_1 \left[\{ A \cos((\omega_c + \Delta\omega)t + a_k) + B \cos((\omega_c - \Delta\omega)t + b_k) \} \sin(\omega_c t) \right] = \frac{A}{2} \sin(\Delta\omega t + a_k) + \frac{B}{2} \sin(\Delta\omega t - b_k) \quad (2)$$

式 (1) と (2) の信号に対して、上記の複素乗算を施し、 $\pm 2 \Delta \omega$ に現れる高周波成分を除去すると、以下に示すように所望信号だけを得ることができる。

【 0 0 1 1 】

【数 3】

$$\begin{aligned} & \text{LPF}_2 \left[\left\{ \frac{A}{2} \cos(\Delta\omega t + a_k) + \frac{B}{2} \cos(-\Delta\omega t + b_k) \right\} \cos(\Delta\omega t) \right] \\ & - \text{LPF}_2 \left[\left\{ -\frac{A}{2} \sin(\Delta\omega t + a_k) + \frac{B}{2} \sin(\Delta\omega t - b_k) \right\} \sin(\Delta\omega t) \right] \\ & = \left\{ \frac{A}{4} \cos(a_k) + \frac{B}{4} \cos(b_k) \right\} - \left\{ -\frac{A}{4} \cos(a_k) + \frac{B}{4} \cos(b_k) \right\} = \frac{A}{2} \cos(a_k) \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} & \text{LPF}_2 \left[\left\{ \frac{A}{2} \cos(\Delta\omega t + a_k) + \frac{B}{2} \cos(-\Delta\omega t + b_k) \right\} \sin(\Delta\omega t) \right] \\ & + \text{LPF}_2 \left[\left\{ -\frac{A}{2} \sin(\Delta\omega t + a_k) + \frac{B}{2} \sin(\Delta\omega t - b_k) \right\} \cos(\Delta\omega t) \right] \\ & = \left\{ -\frac{A}{4} \sin(a_k) + \frac{B}{4} \sin(b_k) \right\} + \left\{ -\frac{A}{4} \sin(a_k) - \frac{B}{4} \sin(b_k) \right\} = -\frac{A}{2} \sin(a_k) \end{aligned} \quad (3.2)$$

LPF2 は、 $\pm 2 \Delta \omega$ に現れる高周波成分を除去する関数、式 (3.1) と (3.2) が完全な形で実現できれば、理論的にはイメージ成分をキャンセルできる。ところが、実際にはアナログ準同期検波器の直交性誤差・ゲインアンバランスが存在し、その影響で式 (3.1) と (3.2) に搬送波帯 $f - \Delta f$ の信号が混入し、SNR を劣化させる。現状のアナログ技術では、式 (1) と式 (2) のアナログ直交準同期検波器の直交性やゲインバランスを高精度で実現することは極めて困難である。実際、これを高精度に行うためには、従来は、人手により調整を行っているが、調整では、精々 20 ~ 30 dB が限界で、通常の無線通信システムの要求条件に (例えば、PDC システムでは、80 ~ 90 dB) には遠く及ばない。また、

多様なシステムの信号を受信するには、多様な周波数帯の信号に対して直交性を保つ必要があるが、アナログ $\pi/2$ 移相器の特性を広帯域に渡って維持することは、原理的に不可能である。従って、図 2 1 の構成では、アナログ準同期検波器の直交性誤差やゲインアンバランスより十分なイメージ除去性能が得られないという問題がある。

【 0 0 1 2 】

別の手法として、 $\Delta\omega$ を帯域通過フィルタの帯域より遙かに大きくとることで、このイメージ成分の混入を防ぐ方法がある。この場合、この高い I F 信号を直接アナログ・デジタル変換器に入力してデジタル信号に変換しなければならない。この場合、バンドパスサンプリングの技術を用いることでアナログ・デジタル変換器の動作速度と、I F 周波数とは無関係に低く設定できる。少なくともナイキストレートの 4 倍以上あれば理論的には、信号の復調が可能になる。

【 0 0 1 3 】

従って、このバンドパスフィルタリングと呼ばれる技術を利用することによって、イメージ周波数からの干渉を受けずに、前述の (α) と (β) の条件を満足できる。但し、この場合、アナログ・デジタル変換器のサンプリングクロックのジッタによって著しく特性が劣化し、その劣化量は、I F 周波数に比例するため、高い I F 周波数のシステムには適用が困難になり、結局適用範囲が殆どなく実用に耐えない。

【 0 0 1 4 】

従って、同時にいくつかの信号、あるいは、幾つかのシステムの信号を受信しようとして、搬送波周波数帯の B P F の帯域を広げた場合、上記の準同期検波器の直交性の乱れに起因する干渉が非常に深刻な問題となる。従って、幾つかのシステムを受信する際には、各システムを受信可能な R F ・ I F 回路を用意しておき、これを適宜切り替えることで実現する方法が採られている。しかし、この構成では、R F ・ I F デバイスの数が増大し、回路規模が大きくなり、結果的に装置規模が増大し、相コストを増大させる。システムの低コスト化に加えて装置の小型化が要求される移動通信システムでは、装置規模の増大や装置コストの上昇は大きな問題となる。加えて、ハードウェアを構成してしまうと、新しいシステ

ムへの対応や、不要なシステムの排除等の処理が不可能になる。従って、新しいシステムを導入するには、また新規で開発を開始する必要がある、システム開発コストを著しく増加させるという問題がある。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】

上記のように、従来は、多様なシステムの信号を受信するため、搬送波周波数帯に広帯域な帯域通過フィルタを備え、その後にアナログ直交準同期検波を用いて周波数変換し、デジタル複素周波数変換とフィルタリングによりイメージ成分を除去する構成において、アナログ直交準同期検波器の不完全性によりイメージ成分が十分抑圧できないという問題がある。例え、多少のSNRを劣化を容認して、ある周波数において人が調整を行ったとしても、周波数が変わった場合には、調整し直す必要があり、ダイナミックな受信システムの変更が不可能であるという問題がある。

【0016】

さらに、同時に多くのシステムの信号を受信する際には、そのための受信機をシステム毎に備えなければならず、ハードウェア規模が増大するという問題がある。

【0017】

本発明は、上記の点に鑑みなされたもので、通信システムの受信機における復調時に発生する干渉信号成分を除去することが可能な通信システムにおける受信方法及び受信機を提供することを目的とする。

【0018】

【課題を解決するための手段】

本発明（請求項1）は、搬送波周波数帯に変換された信号を受信し、受信された受信信号をアナログ準同期検波し、該アナログ準同期検波の出力である同相及び直交信号をA/D変換し、該A/D変換された同相及び直交信号を第1の解析的信号により、複素ベースバンド信号に変換し、該第1の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換された同相及び直交信号を第1の低域通過フィルタに入力するとにより所望信号を得る通信システムにおける受信方法において、

A/D変換された同相及び直交信号を分岐し、第2の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換し、

第2の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換された同相及び直交信号をそれぞれ第2の低域通過フィルタに入力し、

第1の低域通過フィルタ及び第2の低域通過フィルタを通過した同相及び直交信号を適応干渉キャンセラに入力し、

各々の信号に混入した干渉成分を除去する。

【0019】

本発明（請求項2）は、適応干渉キャンセラにおいて、所望周波数成分と干渉信号成分が混在した入力信号から、直交化係数を用いて該所望周波数成分と該干渉信号成分とを分離する。

【0020】

本発明（請求項3）は、適応干渉キャンセラにおいて、アナログ準同期検波の直交性の変化に応じて直交化係数を推定する。

【0021】

図1は、本発明の原理構成図である。

【0022】

本発明（請求項4）は、搬送波周波数帯に変換された信号を受信する受信手段401と、該受信手段401により受信された受信信号から直交信号を生成するアナログ準同期検波手段402と、該アナログ準同期検波手段402の出力である同相及び直交信号をA/D変換するA/D変換手段403と、該A/D変換手段402によりA/D変換された同相及び直交信号を第1の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換する第1の複素周波数変換手段404と、該第1の複素周波数変換手段404により複素ベースバンド信号に変換された同相及び直交信号の高周波成分を除去する第1の低域通過フィルタ406とを具備する通信システムにおける受信機であって、

A/D変換手段403によりA/D変換された同相及び直交信号を第2の解析的信号により複素ベースバンド信号に変換する第2の複素周波数変換手段405と、

第 2 の複素周波数変換手段 4 0 5 により複素ベースバンド信号に変換された同相及び直交信号の高周波成分を除去する第 2 の低域通過フィルタ 4 0 7 と、

第 1 の低域通過フィルタ 4 0 6 及び第 2 の低域通過フィルタ 4 0 7 を通過した同相及び直交信号を入力として各々の信号に混入した干渉成分を除去する適応干渉キャンセラ 4 0 8 とを備える。

【 0 0 2 3 】

本発明（請求項 5）は、適応干渉キャンセラ 4 0 8 において、所望周波数成分と干渉信号成分とが混在した入力信号から、直交化係数を用いて該所望周波数成分と該干渉信号成分とを分離する干渉キャンセル手段を有する。

【 0 0 2 4 】

本発明（請求項 6）は、適応干渉キャンセラ 4 0 8 において、アナログ準同期検波の直交性の変化に応じて直交化係数を推定する適応制御手段を有する。

【 0 0 2 5 】

本発明は、所望周波数成分と干渉信号成分が混在した入力信号から、適応干渉キャンセラで推定される推定係数を用いて、所望周波数成分と干渉信号成分に分離することにより、各々の信号に混入した干渉成分を除去し、高品質な信号を得ることが可能となる。

【 0 0 2 6 】

【発明の実施の形態】

図 2 は、本発明の受信機の概略構成図である。同図に示す受信機は、受信部 4 0 1、アナログ準同期検波器 4 0 2、アナログ・デジタル変換器 4 0 3、デジタル複素周波数変換器 A 4 0 4、B 4 0 5、低域通過フィルタ A 4 0 6、B 4 0 7、適応干渉キャンセラ 4 0 8 から構成される。

【 0 0 2 7 】

搬送波周波数帯の無線信号を一旦、搬送波周波数帯のアナログ準同期検波器 4 0 2 によって、アナログ・デジタル変換可能な I F 帯域 Δf に周波数変換する。この準同期検波出力の直交・同相信号をアナログ・デジタル変換器 4 0 3 によりデジタル信号に変換し、この出力信号を分岐して、片方をデジタル複素周波数変換器 A 4 0 4 で $-\Delta f$ の周波数を持つ解析的正弦波を掛け合わせ、低域

通過フィルタ A 4 0 6 を通過させ、もう片方は、デジタル複素周波数変換器 B 4 0 5 で Δf の周波数を持つ解析的正弦波を掛け合わせ、低域通過フィルタ B 4 0 7 を通過させ、この低域通過フィルタ A, B の出力を適応干渉キャンセラ 4 0 8 に入力し、各々の信号に混入した干渉成分を除去し、高品質な信号を得る。

【 0 0 2 8 】

この適応干渉キャンセラ 4 0 8 は、干渉キャンセル部 4 0 9 と、干渉キャンセル部 4 0 9 で用いる係数の適応制御部 4 1 0 より構成される。低域通過フィルタ A 4 0 6, B 4 0 7 の出力信号を入力とする干渉キャンセル部 4 0 9 では、所望周波数成分と干渉信号成分が混在していた入力信号から両信号成分を分離し、これから必要となる信号を出力する。即ち、干渉キャンセル部 4 0 9 では、分離された所望信号出力信号と干渉波信号を直交化させることで、各々を分離する。この直交化によって分離された信号セットを干渉の影響のない信号として出力する。

【 0 0 2 9 】

適応制御部 4 1 0 では、搬送波周波数の変化と共に変化する直交性の乱れに応じて、上記の干渉キャンセルにおける直交化を実現するための係数を推定する。この制御アルゴリズムは、適応等化器や、アダプティブアレーに適用できるアルゴリズムならどのようなものも適用可能である。例えば、比較的演算量の少ない LMS (Least Mean Square) アルゴリズムや、RLS (Recursive Least Squares) アルゴリズム、あるいは、ブラインドアルゴリズムである CMA (Constant Modulus Algorithm) 等があげられる。

【 0 0 3 0 】

搬送波周波数帯の帯域通過フィルタの帯域を広げた場合には、前述の式 (1) に示したように、 $f + \Delta f$ 帯の信号を受信するため、発振周波数 f の局部発振器で周波数変換した場合、周波数 $f - \Delta f$ 帯の信号が信号帯域に折り重なる。この影響を避けるため搬送波周波数帯の信号を直交準同期検波し、IF 周波数帯に変換する。直交準同期検波により、解析的な形に変換された信号は原理的に負の周波数成分と正の周波数成分を区別することができる。即ち、 $f - \Delta f$ 帯の周波数成分と $f + \Delta f$ 帯の周波数成分を区別できる。従って、 $-\Delta f$ の周波数を持つ解

析的正弦波を直交準同期検波出力に複素乗算することにより、 $f + \Delta f$ 帯の信号成分だけがベースバンドに変換されるため、低域通過フィルタ A を介して出力することで、 $f + \Delta f$ 帯の信号だけが得られる。

【0031】

一方、 $-\Delta f$ の周波数を持つ解析的正弦波を直交準同期検波出力に複素乗算することにより、 $f - \Delta f$ 帯の信号成分だけがベースバンドに変換され、低域通過フィルタ B を介して出力することで、 $f - \Delta f$ 帯の信号だけ出力できる。実際には、アナログ準同期検波器の不完全性により、低域通過フィルタ A からは所望周波数成分に加えて、イメージ周波数成分が出力される。同様に低域通過フィルタ B 407 からはイメージ周波数成分に加えて、所望周波数成分が出力される。それを、低域通過フィルタ A 406 と低域通過フィルタ B 407 の後段に備えられた適応干渉キャンセラ 408 によって所望信号と干渉波信号の分離を行い、 $f + \Delta f$ 帯と $f - \Delta f$ 帯の信号が得られる。

【0032】

上記の、低域通過フィルタ A 406 の出力信号と低域通過フィルタ B 407 の出力信号を入力とする適応干渉キャンセラ 408 では、所望信号成分と干渉成分が直交化されるよう処理を行うことで、相互に干渉を起こさない干渉波信号と所望信号を得る。あるいは、入力信号に含まれる 2 つの周波数帯域の成分を推定して、分離することで干渉波信号と所望信号を得る。この推定を適用制御部 410 で行う。

【0033】

具体的には、適応等化器やアダプティブアルゴリズムに適用される適応アルゴリズム (S.Haykin: "Adaptive filter Theory, 3rd ed.", Prentice-Hall International Edition, 1996)。

【0034】

【実施例】

〔第 1 の実施例〕

図 3 は、本発明の第 1 の実施例の受信機の構成を示す。

【0035】

同図に示す受信機は、アンテナ 3 1、アナログ乗算器 3 3、3 4、分岐回路 3 2、3 6、 $\pi/2$ 移相器 3 5、発振器 3 7、低域通過フィルタ 3 8、3 9、4 4～4 7、アナログ・デジタル変換器 4 0、4 1、複素周波数変換器 4 2、4 3、適応干渉キャンセラ 4 8、出力端子 4 9-1、4 9-2、5 0-1、5 0-2 から構成される。

【0 0 3 6】

次に上記の構成における動作を説明する。

【0 0 3 7】

アンテナ 3 1 で受信された信号は、アナログ乗算器 3 3、3 4、分岐回路 3 2、3 6、 $\pi/2$ 移相器 3 5、発振器 3 7 で構成されるアナログ直交準同期検波器を経た後、低域通過フィルタ 3 8、3 9 により、高調波成分を除去された後に、アナログ・デジタル変換器 4 0、4 1 によりデジタル信号に変換される。アナログ・デジタル変換器出力は、複素周波数変換器 4 2、4 3 に入力される。

複素周波数変換器 4 2 では、負の I F 周波数を持つ解析的正弦波を入力信号に対して施す。その出力は、低域通過フィルタ 4 4、4 5 を介して、適応キャンセラ 4 8 に入力される。

【0 0 3 8】

一方、複素周波数変換器 4 3 において、正の I F 周波数の解析的正弦波を乗積された信号も低域通過フィルタ 4 6、4 7 を介して適応干渉キャンセラ 4 8 に入力される。適応干渉キャンセラ 4 8 では、正の搬送波周波数成分と負の搬送波周波数成分の直交化を行い、お互いを分離する。そして、出力端子 4 9-1、4 9-2 から正の搬送波周波数成分を出力する。一方、必要に応じて負の搬送波周波数成分を出力端子 5 0-1、5 0-2 から出力する。

【0 0 3 9】

図 4 は、本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 1 の構成を示す。同図に示す適応干渉キャンセラは、 $f + \Delta f$ 帯の信号と $f - \Delta f$ 帯の信号から所望信号だけを抽出する回路構成を示している。同図の信号入力端子 5 1～5 4 は、図 3 における低域通過フィルタ 4 4～4 7 からの出力が入力される。信号入力端子 5 3 は I-チャネル用であり、信号入力端子 5 4 は、Q-チャネル用である。

また、キャンセラの係数を制御する適用制御器 5 8、出力端子 5 9、6 0 を有する。

【 0 0 4 0 】

この構成において、入力端子 5 1 ～ 5 4 の入力信号を分岐して、各々 I - チャネル用の干渉キャンセラ 5 6 と Q - チャネル用の干渉キャンセラ 5 5 に入力し、干渉成分を除去した後に出力端子 5 9、6 0 に各々出力される。

【 0 0 4 1 】

適応制御部 5 8 では、LMS アルゴリズムや RLS アルゴリズム、ブラインド型のアルゴリズムである CMA 等を利用して、干渉キャンセラで必要となる係数を適用的に推定する。この推定係数を用いて干渉成分をキャンセルすることで、搬送波周波数帯が変化しても常に高い干渉補償を実現する。

【 0 0 4 2 】

図 4 で適用した I - チャネルと Q - チャネルの干渉キャンセラの構成を図 5 に示す。

【 0 0 4 3 】

同図に示す干渉キャンセラは、入力端子 3 2 9 ～ 3 3 2、適応制御部 5 8 で推定した係数を入力する端子 3 3 3 ～ 3 3 6、乗算器 3 3 7 ～ 3 4 0、加算器 3 4 1、出力端子 3 4 2 を有する。

【 0 0 4 4 】

干渉キャンセラが図 5 の構成をとる場合には、その処理は、以下のように数式表現できる。

【 0 0 4 5 】

低域通過フィルタ 4 4 の出力を $x_{k,i}^{(+)}$ 、低域通過フィルタ 4 5 の出力を $x_{k,q}^{(+)}$ とし、低域通過フィルタ 4 6 の出力を $x_{k,i}^{(-)}$ 、低域通過フィルタ 4 7 の出力を $x_{k,q}^{(-)}$ とすると、図 5 の干渉キャンセラの出力信号

$$Y_k = [y_{k,i}, y_{k,q}]^T$$

は、以下のように表せる。但し、添字 k は時刻、添字 T はベクトルの転置を表している。

【 0 0 4 6 】

【数 4】

$$Y_k = \begin{bmatrix} y_{k,i} \\ y_{k,q} \end{bmatrix} = W_k^T X_k \quad (4)$$

式 (4) においては、

$$X_k = [x_{k,i}^{(+)}, x_{k,q}^{(+)}, x_{k,i}^{(-)}, x_{k,q}^{(-)}]^T$$

は入力信号ベクトルであり、 W_k は以下に示す係数行列を示している。

【0 0 4 7】

【数 5】

$$W_k = \begin{bmatrix} w_{k,i,i}^{(+)} & w_{k,i,q}^{(+)} & w_{k,i,i}^{(-)} & w_{k,i,q}^{(-)} \\ w_{k,q,i}^{(+)} & w_{k,q,q}^{(+)} & w_{k,q,i}^{(-)} & w_{k,q,q}^{(-)} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

式 (5) において、 $w_{k,i,q}^{(-)}$ は、Q-チャンネル信号を出力する干渉キャンセラにおいて、 $f - \Delta f$ 帯の周波数成分を出力する L P F の I-チャンネル側の信号に対する重み付け係数を示している。このとき、適応制御部 5 8 には、適応等化器やアダプティブアレーに適用できるさまざまなアルゴリズムが適用できる。例えば、LMS アルゴリズムを使った場合には、適応制御部 5 8 では、以下の処理を行う。但し、所望帯域の送信信号を $D_k = [d_{k,i}, d_{k,q}]^T$ とする。

【0 0 4 8】

【数 6】

$$e_k = D_k - Y_k \quad (6.1)$$

$$W_k = W_{k-1} + \mu Y_k e_k^T \quad (6.2)$$

上記の式において、 μ は、ステップサイズパラメータと呼ばれる 0 以上 1 以下の適当な係数である。高速収束が可能な R L S アルゴリズムを適用した場合には、以下のようなになる。

【 0 0 4 9 】

【数 7】

$$e_k = D_k - Y_k \quad (7.1)$$

$$K_k = \frac{P_{k-1} X_k}{\lambda + X_k^T P_{k-1} X_k} \quad (7.2)$$

$$W_k = W_{k-1} + K_k e_k^T \quad (7.3)$$

$$P_k = \lambda^{-1} (P_{k-1} - K_k X_k^T P_{k-1}) \quad (7.4)$$

上記の式 (7. 2) 、 (7. 4) の λ は、忘却係数と呼ばれる 0 以上 1 以下の適当な係数である。一方、ブラインド型のアルゴリズムである CMA を適用した場合には、

【 0 0 5 0 】

【数 8】

$$e_k = \sigma^p - |Y_k|^p \quad (8.1)$$

$$W_k = W_{k-1} + \mu |e_k|^{q-2} |Y_k|^{p-2} X_k e_k^T \quad (8.2)$$

である。上記の式 (8. 1) の σ は、所望信号振幅を示しており、 $|\cdot|$ はベクトルのノルムを表している。

【 0 0 5 1 】

また、 p と q は CMA で用いられる乗数であり、通常は自然数を用いる。式 (6. 1) ~ (6. 2) の LMS アルゴリズムや式 (7. 1) ~ (7. 4) の R L S アルゴリズムでは所望信号ベクトルが必要になるため、トレーニング系列を利

用するか、あるいは、以下に示すように出力信号ベクトル Y_k を判別して得る必要がある。例えば、QPSK変調の場合には、

【0052】

【数9】

$$d_{k,a} = \begin{cases} 1 & \text{sgn}(y_{k,a}) > 0 \\ -1 & \text{sgn}(y_{k,a}) \leq 0 \end{cases} \quad a=i \text{ or } q \quad (9)$$

として求める。CMAのようなブラインドアルゴリズムの場合には、式(10)のような処理は不要である。

【0053】

図6は、本発明の第1の実施例の複素周波数変換器の構成を示す。同図に示す複素周波数変換器43は、デジタル複素乗算器に加えて、NCO (Numerically Controlled Oscillator)とデジタル $\pi/2$ 移相器によって構成されている。同図(a)は、負のIF周波数を持つ解析的搬送波を掛け合わせる複素周波数変換器の構成を示し、同図(b)は、正のIF周波数を持つ解析的搬送波を掛け合わせる複素周波数変換器の構成を示している。同図に示す複素周波数変換器は、入力端子64、65、76、77、乗算器66～69、78～81、加算器71、81、減算器70、82、デジタル $\pi/2$ 移相器72、83、NCO73、84、出力端子74、75、85、86から構成される。

【0054】

図7は、本発明の第1の実施例の適応干渉キャンセラの第2の構成を示す。同図に示す適応干渉キャンセラは、判別器316、317、323、326、減算器318、319、313、326、適応制御部320、出力端子324-1、324-2、327-1、327-2から構成される。

【0055】

同図に示す適応干渉キャンセラは、 $f + \Delta f$ 帯の信号と $f - \Delta f$ 帯の信号の両方を出力する構成を示している。この分離をより確実に行うため、式(10)で

定義される判別器を備えている。基本的には、図 5 に示した干渉キャンセラを 4 系統備え、入力信号を分岐して各々の干渉キャンセラに入力し、その出力を判別器 3 1 6、3 1 7、3 2 3、3 2 6 を介して出力する構成である。そこで、各判別器 3 1 6、3 1 7、3 2 3、3 2 6 の入出力の差を減算器 3 1 8、3 1 9、3 1 3、3 2 6 により求め、その出力信号と干渉キャンセラの入力信号から適応制御部 3 2 0 で、各干渉キャンセラで必要となる係数を推定する。

【0 0 5 6】

図 7 の構成において、各干渉キャンセラ 3 1 4、3 1 5、3 2 1、3 2 2 に接続された判別器 3 1 6、3 1 7、3 2 5、3 2 8 の出力ベクトルを、

$$D_k = [d_{k,i}^{(+)}, d_{k,q}^{(+)}, d_{k,i}^{(-)}, d_{k,q}^{(-)}]^T$$

とし、各干渉キャンセラ出力信号

$$Y_k = [y_{k,i}^{(+)}, y_{k,q}^{(+)}, y_{k,i}^{(-)}, y_{k,q}^{(-)}]^T$$

とすると、以下に示す各干渉キャンセラの制御係数は、上記の式 (6. 1) ~ (7. 4) のアルゴリズムを適用して得ることができる。

【0 0 5 7】

【数 1 0】

$$W_k = \begin{bmatrix} w_{k,i,i}^{(+)} & w_{k,i,q}^{(+)} & w_{k,i,i}^{(-)} & w_{k,i,q}^{(-)} \\ w_{k,q,i}^{(+)} & w_{k,q,q}^{(+)} & w_{k,q,i}^{(-)} & w_{k,q,q}^{(-)} \\ w_{k,i,i}^{(+)} & w_{k,i,q}^{(+)} & w_{k,i,i}^{(-)} & w_{k,i,q}^{(-)} \\ w_{k,q,i}^{(+)} & w_{k,q,q}^{(+)} & w_{k,q,i}^{(-)} & w_{k,q,q}^{(-)} \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

上記の式 (1 1) において、 $w_{k,i,q}^{(-)}$ は、 $f + \Delta f$ 帯の周波数成分における Q-チャネル信号を出力する干渉キャンセラにおいて、周波数 $f - \Delta f$ 帯の信号における I-チャネル側信号を出力する L P F に対する重み付け係数を示している。従って、適応制御部 3 2 0 では、上述のように入力と出力ベクトルの次元を 4 とし、係数行列を 4×4 に拡張して、式 (6. 1) ~ (8. 2) 等のアルゴリズムにより各干渉キャンセラ 3 1 4、3 1 5、3 2 1、3 2 2 の係数を演算する。

【 0 0 5 8 】

図 8 は、本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 3 の構成を示す。同図に示す適応干渉キャンセラは、入力端子 1 2 2 ～ 1 2 5、入力信号を一旦記憶しておくバッファメモリ 3 4 5 ～ 3 4 8、減算器 1 2 6 ～ 1 2 9、図 5 に示した干渉キャンセラ 1 3 0 ～ 1 3 2、1 3 4、二乗回路 1 3 5 ～ 1 3 8、 $f + \Delta f$ の搬送波周波数と $f - \Delta f$ の搬送波周波数で送信された可能性のある仮判定値を全て出力し、仮判定値の中で最も尤度の高い仮判定値をもう一つの出力とする最尤信号推定器 1 3 9、干渉キャンセラの係数を推定する適用制御部 1 4 0、最も高い判定値を出力する端子 1 4 1、1 4 2、1 3 3 - 1、1 3 3 - 2 から構成される。

【 0 0 5 9 】

上記の構成は、搬送波周波数 $f + \Delta f$ と搬送波周波数 $f - \Delta f$ のシステムにおいて、送信された可能性のあるすべての信号を発生させ、伝送路と受信機の特性を掛け合わせることで、入力信号のレプリカを生成する。生成したレプリカと受信信号との誤差電力を二乗回路 1 3 5 ～ 1 3 8 で演算し、この誤差を最小とする判定値を最も尤度の高い信号として出力する。

【 0 0 6 0 】

図 9 は、本発明の第 1 の実施例の M L E 回路の構成を示し、図 8 の適応干渉キャンセラにおける最尤信号推定器の構成例を示している。図 9 に示す M L E 回路は、搬送波周波数 $f + \Delta f$ と搬送波周波数 $f - \Delta f$ に同一伝送速度のチャンネルが配置されており、同じ Q P S K 変調が適用されている場合の例である。

【 0 0 6 1 】

図 9 に示す M L E 回路は、入力端子 1 4 3 ～ 1 4 6、4 入力加算器 1 4 7、スイッチ 1 4 8、1 5 6 - 1、1 5 6 - 2、1 5 7 - 1、1 5 7 - 2、遅延素子 1 4 9、減算器 1 5 0、判別器 1 5 1、リセット信号入力端子 5 7、各々のシンボルレート の 4 倍と 1 6 倍のクロックを入力する端子 1 5 2、1 5 3、バイナリカウンタ 1 5 4、1 5 5、最も尤度の高い信号セットを出力する端子 1 5 8 - 1、1 5 8 - 2、1 5 9 - 1、1 5 9 - 2、仮の判定値を出力する端子 1 6 0 ～ 1 6 3 から構成される。

【0062】

図9に示すMLE回路では、適応干渉キャンセラに信号が入力されると、次の信号が入力されるまでに、搬送波周波数 $f + \Delta f$ と搬送波周波数 $f - \Delta f$ のチャネルで送信されうる全ての信号パターンをバイナリカウンタ154と155で発生させ、仮判定値として端子160～163から出力する。

【0063】

図8の干渉キャンセラでは、各仮判定値に対応したレプリカを生成し、受信信号との誤差電力を検出する。この誤差電力が端子143～146から入力される。スイッチ148、遅延素子149、減算器150、判別器151では、入力された電力が以前に入力された誤差電力と比較して、もしも小さければその値を保持しておく。但し、その値は信号が適応干渉キャンセラに入力される毎にリセットされ、最大値にセットされる。記憶している値より小さい値が入力される度に、その時出力している仮判定値をスイッチ148で選択し、記憶しておく。すべての仮判定値が出力された後には、結果的に最も小さい誤差電力を出力していた仮判定値がスイッチの出力に保持され、これを最も尤度の高い信号として出力する。

【0064】

図8に示した構成の適応干渉キャンセラにおいては、各干渉キャンセラからは以下の出力ベクトル

【0065】

【数11】

$$\bar{X}_k$$

が得られる。

【0066】

【数 1 2】

$$\bar{X}_k = \begin{bmatrix} \bar{x}_{k,i}^{(+)} \\ \bar{x}_{k,q}^{(+)} \\ \bar{x}_{k,i}^{(-)} \\ \bar{x}_{k,q}^{(-)} \end{bmatrix} = W_k^T \bar{Z}_k \quad (12)$$

但し、

【0 0 6 7】

【数 1 3】

$$\bar{Z}_k = [\bar{z}_{k,i}^{(D)} \quad \bar{z}_{k,q}^{(D)} \quad \bar{z}_{k,i}^{(I)} \quad \bar{z}_{k,q}^{(I)}]^T$$

は、最尤信号推定器 1 3 9 の仮判定値出力であり、係数 W_k は、上記の式 (1 1) と同様に以下のように定義される。

【0 0 6 8】

【数 1 4】

$$W_k = \begin{bmatrix} w_{k,i,i}^{(D)} & w_{k,i,q}^{(D)} & w_{k,i,i}^{(I)} & w_{k,i,q}^{(I)} \\ w_{k,q,i}^{(D)} & w_{k,q,q}^{(D)} & w_{k,q,i}^{(I)} & w_{k,q,q}^{(I)} \\ w_{k,i,i}^{(D)} & w_{k,i,q}^{(D)} & w_{k,i,i}^{(I)} & w_{k,i,q}^{(I)} \\ w_{k,q,i}^{(D)} & w_{k,q,q}^{(D)} & w_{k,q,i}^{(I)} & w_{k,q,q}^{(I)} \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

$w^{(I)}_{k,i,q(+)}$ は、搬送波周波数 $f + \Delta f$ の信号における Q-チャネル信号の推定値を出力する干渉キャンセラにおいて、搬送波周波数 $f - \Delta f$ の送信信号における I-チャネルの仮判定値に対する重み付け係数を示している。適応制御部 3 2 0 では、式 (1 2) の出力信号に対して、以下の誤差ベクトル Δk を求める演算を行う。

【 0 0 6 9 】

【 数 1 5 】

$$\Delta_k = \begin{bmatrix} \delta_{k,i}^{(+)} \\ \delta_{k,q}^{(+)} \\ \delta_{k,i}^{(-)} \\ \delta_{k,q}^{(-)} \end{bmatrix} = X_k - \bar{X}_k = X_k - W_k^T \bar{Z}_k \quad (14)$$

このとき、式（１４）の誤差ベクトルのノルムを最小化するように適応制御部３２０で演算を行う。この適応制御アルゴリズムも適応等化器やアダプティブアレーで利用できるアルゴリズムであれば殆ど利用できる。そこで、LMSアルゴリズムを適用した場合には、式（１４）に加えて以下の係数更新式を適応制御部３２０で演算することになる。

【 0 0 7 0 】

【 数 1 6 】

$$W_k = W_{k-1} + \mu \bar{Z}_k \Delta_k^T \quad (15)$$

また、LMSとともに有名なアルゴリズムであるRLSアルゴリズムを適用した場合には、式（１４）に加えて、以下の更新式により適応制御部３２０は構成される。

【 0 0 7 1 】

【数 1 7】

$$K_k = \frac{P_{k-1} \bar{Z}_k}{\lambda + \bar{Z}_k^T P_{k-1} \bar{Z}_k} \quad (16.1)$$

$$W_k = W_{k-1} + K_k \Delta_k^T \quad (16.2)$$

$$P_k = \lambda^{-1} (P_{k-1} - K_k \bar{Z}_k^T P_{k-1}) \quad (16.3)$$

図 1 0 は、本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 4 の構成を示す。同図の適応干渉キャンセラは、図 8 の場合と異なり、搬送波周波数 $f + \Delta f$ の信号速度が、搬送波周波数 $f - \Delta f$ の信号速度と異なる場合の構成を示している。

同図に示す適応干渉キャンセラは、入力端子 1 6 4 ~ 1 6 6、入力信号を一旦記憶しておくバッファメモリ 3 4 9 ~ 3 5 2、減算器 1 6 7 ~ 1 7 0、図 5 に示した干渉キャンセラ 1 7 1 ~ 1 7 4、二乗回路 1 7 5 ~ 1 7 8、 $f + \Delta f$ の搬送波周波数と $f - \Delta f$ の搬送波周波数のチャンネルで送信され得る全ての仮判定値系列を出力し、最も尤度の高い仮判定値系列をもう一つの出力とする最尤系列推定器 1 7 9、干渉キャンセラの係数を推定する適応制御部 1 8 0、最も高い判定値系列を出力する出力端子 1 8 1 - 1、1 8 1 - 2、1 8 2 - 1、1 8 2 - 2 から構成される。

【0 0 7 2】

同図に示す適応干渉キャンセラは、ある周期間に送信されうる可能性のある $f + \Delta f$ 帯と $f - \Delta f$ 帯の信号系列を全て発生させ、その中で最も送信された尤度の高い信号系列を出力端子 1 8 1 - 1、1 8 1 - 2、1 8 2 - 1、1 8 2 - 2 から出力する。

【0 0 7 3】

図 1 1 は、本発明の第 1 の実施例の MLSE 回路の構成（その 1）を示す。同図は、図 1 0 に示した最尤系列推定回路の構成例であり、 $f + \Delta f$ と $f - \Delta f$ の搬送波帯の信号が同じ QPSK 変調方式を利用し、 $f + \Delta f$ 帯の信号伝送速度が $f - \Delta f$ の信号伝送速度の 2 倍あるときの構成例を示す。

【0074】

図11に示すMLSE回路は、入力端子183～186、4入力加算器191、積分器218、減算器187、スイッチ189、遅延素子190、判別器188、 $f-\Delta f$ 帯信号のシンボル速度 $f_c^{(I)}$ の4倍のクロック入力端子194、 $f-\Delta f$ 帯信号のシンボル速度 $f_c^{(I)}$ の128倍のクロック入力端子193、バイナリカウンタ195、196、セクタ217、Dタイプフィリップフロップ192、197～201、仮判定値出力端子202、203、206、207、最も尤度の高い系列を出力する出力端子204-1、204-2、205-1、205-2、 $f-\Delta f$ 帯の信号のシンボルクロックに同期する遅延素子190、2分1分周器371、遅延素子190をリセットする信号入力端子61から構成される。

【0075】

同図の構成では、バイナリカウンタ196、195で各々 $f+\Delta f$ 帯信号と $f-\Delta f$ 帯信号の仮判定値を生成する。但し、バイナリカウンタ195は、2ビット出力なのに対して、バイナリカウンタ196は、4ビット出力し、セクタ217により、上位2ビットと下位2ビットを時間多重して、各々端子206、207、202、203から出力される。

【0076】

図8と同様に、誤差電力を発生させ、その電力が入力端子183～186から入力される。入力された誤差電力は積分器218で、 $64/f_c^{(I)}$ の間積分され、減算器187、判別器188、スイッチ189、遅延素子190から構成される最小値選択回路に入力され、最小値に相当する仮判定値をDタイプフィリップフロップにより保持し、端子204-1、204-2、205-1、205-2から出力する。

【0077】

図10の構成における適応制御部180は、最尤系列推定器から出力された信号セットを利用して、前述の式(12)～(16.3)に示された係数更新式に従って行う。但し、 $f+\Delta f$ 帯信号から出力されるシンボルレートは、 $f-\Delta f$ 帯信号の2倍である。そこで、より $f-\Delta f$ 帯信号のサンプリングタイミングに

近い方の $f + \Delta f$ 帯信号のシンボルを選択して、係数の制御を行う。

【0078】

図12は、本発明の第1の実施例のMLSE回路の構成（その2）を示す。

【0079】

同図の構成は、前述の図11の構成と同様に、 $f + \Delta f$ と $f - \Delta f$ の搬送波帯の信号が同じQPSK変調方式を利用し、 $f + \Delta f$ 帯の信号伝送速度が $f - \Delta f$ の信号伝送速度の2倍あるときの構成を示している。

【0080】

図12のMLSE回路は、入力端子208～211、4入力加算器216、積分器223、減算器212、スイッチ214、遅延素子215、判別器213、 $f - \Delta f$ 帯信号のシンボル速度 $f_c^{(I)}$ の4倍のクロック入力端子220、 $f - \Delta f$ 帯信号のシンボル速度 $f_c^{(I)}$ の128倍のクロック入力端子219、バイナリカウンタ221、222、セレクタ224、Dタイプフィリップフロップ225、226、343、2分の1分周器372、仮判定値出力端子229、230、233、234、最も尤度の高い系列を出力する端子227、228、362、363、 $f - \Delta f$ 帯の信号のシンボルクロック $f_c^{(I)}$ に同期して遅延素子215をリセットする信号の入力端子62、低域通過フィルタ231、232から構成される。

【0081】

同図に示すMLSE回路は、図11の構造に加えて、 $f - \Delta f$ 帯信号を出力バイナリカウンタの出力を、セレクタ224の出力速度でサンプリングして低域通過フィルタを介して端子233、234から出力している。この構成では、送受信の帯域制限フィルタを利用してレプリカを生成するため、より高精度な推定が可能になる。

【0082】

図12のMLSE回路を利用した場合にも前述の適応制御部の構成が利用できる。

【0083】

図13は、本発明の第1の実施例の適応干渉キャンセラの第5の構成を示す。

同図に示す適応干渉キャンセラは、 $f + \Delta f 1$ 帯と、 $f - \Delta f 2$ 帯の信号が局部発振周波数 f に対して対象でない場合の構成を示している。

【 0 0 8 4 】

同図に示す適応干渉キャンセラは、入力端子 2 3 5 ~ 2 3 8、入力信号を一旦記憶しておくバッファメモリ 3 5 3 ~ 3 5 6、減算器 2 3 9 ~ 2 4 2、図 5 に示した干渉キャンセラ 2 4 3 ~ 2 4 6、二乗回路 3 7 3、2 4 7 ~ 2 4 9、 $f + \Delta f 1$ の搬送波周波数と $f - \Delta f 2$ の搬送波周波数で送信されら仮判定値系列を出力し、最も尤度の高い仮判定値系列をもう一つの出力とする最尤系列推定器 2 5 0、図 6 に示した複素周波数変換器 2 5 1、3 6 1、帯域通過フィルタ 3 5 7 ~ 3 6 0、干渉キャンセラの係数を推定する適応制御部 2 5 3、最も高い信号セットを出力する端子 2 5 4、2 5 5 から構成される。

【 0 0 8 5 】

この構成では、図 3 における複素周波数変換器の発振周波数を各々 $-\Delta f 1$ と $+\Delta f 2$ とする。このとき、低域通過フィルタ 3 5 7 ~ 3 6 0 は、図 3 における低域通過フィルタと同様のものである。また、複素周波数変換器 2 5 1 は、入力信号に $\Delta f 2 - \Delta f 1$ の周波数変換を施し、複素周波数変換器 3 6 1 は、入力信号に $\Delta f 1 - \Delta f 2$ の周波数変換を施すものである。

【 0 0 8 6 】

図 1 3 の構成は、図 1 0 の構成と同様に適応制御及び最尤系列推定を行う。但し、 $f + \Delta f 1$ 帯の信号と $f - \Delta f 2$ の信号がアナログ準同期検波器で I F 周波数に変換されたとき、異なった I F 周波数に変換される。従って、複素周波数変換器 2 5 1、3 6 1 で I F 周波数誤差分のキャリアを生成し、そのオーバーラップに該当する部分だけを低域通過フィルタ 3 5 7 ~ 3 6 0 で抽出する。この抽出した信号を干渉成分としてキャンセラに入力する。干渉キャンセラでは、オーバーラップした干渉成分と主信号の推定値を元に入力信号を推定する。

【 0 0 8 7 】

適応制御部では、オーバーラップした干渉成分と主信号成分を用いて式 (1 4) ~ (1 6 . 3) で記述される LMS や RLS アルゴリズムが適用できる。また、図 1 3 では両帯域の信号の伝送速度が等しいので、図 9 の最尤信号推定回路が適

用できる。無論、等しくない場合には、図 1 1 や図 1 2 の最尤系列推定回路が適用できる。

【0088】

図 1 4 は、本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 6 の構成を示す。同図に示す適応干渉キャンセラは、入力端子 2 5 6 ~ 2 5 9、減算器 2 6 0 ~ 2 6 3、判別器 2 6 6、2 6 7、行列乗算器 2 6 4、2 6 8、適用制御部 2 6 5、2 6 9、信号出力端子 2 7 0、2 7 1、3 0 4、3 0 5 から構成される。

【0089】

この構成では、 $f + \Delta f$ 帯を所望信号とする端子からの信号に含まれる干渉成分が減算器 2 6 0、2 6 1 において除去され、 $f + \Delta f$ 帯の信号成分だけが、判別器 2 6 6、2 6 7 に入力される。そして、判別器 2 6 6、2 6 7 で判定結果を $f + \Delta f$ 帯の信号として出力する。 $f - \Delta f$ 帯を所望信号とする端子からの信号に含まれる $f + \Delta f$ 帯信号の成分を適用制御部 2 6 9 で推定し、減算器 2 6 2、2 6 3 で除去し、干渉成分を含まない $f - \Delta f$ 帯信号を得る。 $f + \Delta f$ 帯を所望信号とする端子からの信号に含まれる、 $f - \Delta f$ 帯の信号成分を適応制御部 2 6 で推定し、行列乗算器 2 6 4 でこれを生成し、減算器 2 6 0、2 6 1 に出力する。また、干渉成分を含まない $f - \Delta f$ 帯の信号は、出力端子 3 0 4、3 0 5 から出力する。

【0090】

即ち、上記の減算器 2 6 0、2 6 1 の出力を

$$y_k^{(+)} = [y_{k,i}^{(+)}, y_{k,q}^{(+)}]^T$$

とベクトル表現すると、以下のように書き換えられる。

【0091】

$$y_k = x_k^{(+)} - \varepsilon_k^{(+)} \quad (17)$$

ここで、 $\varepsilon_k^{(+)} = [\varepsilon_{k,i}^{(+)}, \varepsilon_{k,q}^{(+)}]^T$ は行列乗算器 2 6 4 の出力で $x_k^{(+)}$ に含まれる $f - \Delta f$ 帯の信号成分を表している。 y_k を判別器 2 6 6、2 6 7 に入力したとき、その出力は、

【0092】

【数 1 8】

$$\bar{z}_k^{(p)} = [\bar{z}_{k,i}^{(p)} \quad \bar{z}_{k,q}^{(p)}]^T$$

と表されるなら、減算器 2 6 2、2 6 3 の出力

$$y_k^{(+)} = [y_{k,i}^{(+)} \quad y_{k,q}^{(+)}]^T$$

は以下のように書き表せる。

【0 0 9 3】

【数 1 9】

$$y_k^{(-)} = x_k^{(-)} - W_k^{(1)} \bar{z}_k^{(p)} \quad (18)$$

ここで、 $W_k^{(1)} = \{w_{k,i,j}^{(+)} ; i, j = 1, 2\}$ で表される行列であり、適応制御部 2 6 4 で推定される。同様の行列演算処理により、前述の $\varepsilon_k^{(+)}$ は以下のように表される。

【0 0 9 4】

【数 2 0】

$$\varepsilon_k^{(+)} = W_k^{(2)} y_k^{(-)} \quad (19)$$

$W_k^{(1)} = \{w_{k,i,j}^{(+)} ; i, j = 1, 2\}$ で表される行列であり、適応制御部 2 6 4 で推定される。

【0 0 9 5】

適応制御部 2 6 9 において係数 $W_k^{(1)}$ は、 (α) 相関演算、 (β) 最小二乗演算の方法により求めることが可能である。 (α) の場合は係数は以下のようになる。

【 0 0 9 6 】

【数 2 1】

$$W_k^{(1)} = E \left[\begin{pmatrix} x_{k,i}^{(-)} & x_{k,q}^{(-)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_{k,i}^{(D)} \\ z_{k,q}^{(D)} \end{pmatrix} \right] = (1 - \mu) W_{k-1}^{(1)} + \mu \begin{pmatrix} x_{k,i}^{(-)} & x_{k,q}^{(-)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_{k,i}^{(D)} \\ z_{k,q}^{(D)} \end{pmatrix} \quad (18)$$

一方、(β)の場合には、以下のように求めることができる。

【 0 0 9 7 】

【数 2 2】

$$W_k^{(1)} = W_{k-1}^{(1)} + \mu \begin{pmatrix} y_{k,i}^{(-)} & y_{k,q}^{(-)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_{k,i}^{(D)} \\ z_{k,q}^{(D)} \end{pmatrix} \quad (19)$$

また、適応制御部 2 6 4 でも同様に上記 (α) と (β) の手法が適用できる。

即ち、(α)の手法なら

【 0 0 9 8 】

【数 2 3】

$$W_k^{(2)} = (1 - \mu) W_{k-1}^{(2)} + \mu \begin{pmatrix} x_{k,i}^{(+)} & x_{k,q}^{(+)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{k,i}^{(-)} \\ y_{k,q}^{(-)} \end{pmatrix} \quad (20)$$

と演算する。一方、(β)の手法なら、

【 0 0 9 9 】

【数 2 4】

$$W_k^{(2)} = W_{k-1}^{(2)} + \mu \begin{pmatrix} y_{k,i}^{(+)} & y_{k,q}^{(+)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{k,i}^{(-)} \\ y_{k,q}^{(-)} \end{pmatrix} \quad (21)$$

あるいは、

【0 1 0 0】

【数 2 5】

$$W_k^{(2)} = W_{k-1}^{(2)} + \mu \begin{pmatrix} y_{k,i}^{(+)} - \bar{z}_{k,i}^{(D)} & y_{k,q}^{(+)} - \bar{z}_{k,q}^{(D)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{k,i}^{(-)} \\ y_{k,q}^{(-)} \end{pmatrix} \quad (21)$$

という更新式で推定することができる。さらに、2つの係数の増加を許せば、以下の演算を繰り返すことにより、高精度な推定が可能になる。

【0 1 0 1】

【数 2 6】

$$W_k^{(2)} = W_{k-1}^{(2)} + \mu \begin{pmatrix} y_{k,i}^{(+)} - g_{k,i} \bar{z}_{k,i}^{(D)} & y_{k,q}^{(+)} - g_{k,q} \bar{z}_{k,q}^{(D)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{k,i}^{(-)} \\ y_{k,q}^{(-)} \end{pmatrix} \quad (22.1)$$

【0 1 0 2】

【数 2 7】

$$\begin{pmatrix} g_{k,i} \\ g_{k,q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{k-1,i} \\ g_{k-1,q} \end{pmatrix} + \mu \begin{pmatrix} y_{k,i}^{(+)} - g_{k,i} \bar{z}_{k,i}^{(D)} & y_{k,q}^{(+)} - g_{k,q} \bar{z}_{k,q}^{(D)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{z}_{k,i}^{(D)} \\ \bar{z}_{k,q}^{(D)} \end{pmatrix} \quad (22.2)$$

図 1 5 は、本発明の第 1 の実施例の行列乗算器の構成を示す。

【0 1 0 3】

同図に示す行列乗算器は、入力端子 2 9 2、2 9 3、乗算器 2 9 4、2 9 5、加算器 2 9 9、減算器 2 9 8、係数入力端子 3 0 0、3 0 3、出力端子 3 0 4、3 0 5 から構成される。

【0 1 0 4】

図 1 6 は、本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 7 の構成を示す。同図に示す適応干渉キャンセラは、入力端子 2 7 2、2 7 5、減算器 2 7 6～2 7 9、判別器 2 8 0、2 8 1、行列乗算器 2 8 6、2 8 2、適応制御部 2 8 7、2 8 3、低域通過フィルタ 2 8 4、2 8 5、3 0 6、3 0 7、 $f + \Delta f$ 帯の信号出力端子 2 8 8、 $f - \Delta f$ 帯の信号出力端子 2 8 9 を示している。

【0 1 0 5】

この構成は、 $f + \Delta f$ と $f - \Delta f$ 帯の信号帯域が異なる場合で図 3 の低域通過フィルタ 4 4～4 7 の帯域が各チャネルの帯域に適合している場合の構成である。 $f + \Delta f$ 帯の信号のみを所望信号として出力することを目的として、図 3 の低域通過フィルタ 4 4～4 7 の帯域が $f + \Delta f$ 帯と同じだとすると、低域通過フィルタ 3 0 6、3 0 7 は不要になる。この場合の適応制御部は、図 1 4 の説明で用いた更新式が適用される。

【0 1 0 6】

【第 2 の実施例】

本実施例では、基本構成に加えて、適用キャンセラの後段に検波器を備える構成である。

【0 1 0 7】

図 1 7 は、本発明の第 2 の実施例の受信機の構成を示す。

【0 1 0 8】

同図に示す受信機は、アンテナ 8 7、アナログ乗算器 8 9、9 0、1 0 6、1 0 7、分岐回路 8 8、9 2、1 0 5、1 0 9、 $\pi/2$ 移相器 3 5、1 0 8、発振器 3 7、1 1 0、低域通過フィルタ 3 8、3 9、4 4 ~ 4 7、1 1 1、1 1 2、アナログ・デジタル変換器 4 0、4 1、複素周波数変換器 4 2、4 3、適応イメージキャンセラ 4 8、出力端子 1 1 3、1 1 4 から構成される。

【0 1 0 9】

同図の構成では、 Δf の I F 段の下に Δf_{low} の周波数の第 2 I F を設け、ここから所望波のみを出力し、その後 Δf_{low} の局部発振器 3 7 で準同期検波し、所望信号を得る。

【0 1 1 0】

図 1 8 は、本発明の第 2 の実施例の適応干渉キャンセラの構成を示す。同図に示す適応干渉キャンセラは、図 1 7 における適応干渉キャンセラ 4 8 は、入力端子 1 1 5 ~ 1 1 8、干渉キャンセラ 1 1 9、適応制御部 1 2 0、出力端子 1 2 1 から構成される。干渉キャンセラ 1 1 9 には、図 4 に示した回路が応用できる。

また、図 1 8 には、図 1 4 あるいは、図 1 6 に示した適応干渉キャンセラを適用することも可能である。図 1 4 の場合には、出力端子 3 0 4、3 0 5 のいずれか、図 1 6 の場合には、出力端子 2 9 0、2 9 1 のいずれかを用いる。

【0 1 1 1】

なお、本発明は、上記の実施例に限定されることなく、特許請求の範囲内において、種々変更・応用が可能である。

【0 1 1 2】

【発明の効果】

上述のように、本発明によれば、アナログ準同期検波器の不完全性に起因したチャンネル間干渉を、デジタル信号処理による複素周波数変換後の低域通過フィルタの後段に設置した適応干渉キャンセラで補償することにより、広い周波数帯域に渡る多様なシステムの信号を高品質に受信できる。

【0 1 1 3】

加えて、必要に応じて、複数のチャネルの信号を一つの無線機で受信できる。

さらに、高速収束が可能なアルゴリズムを適用できるため、パケットのような信号に間歇的に送信される信号を高品質に復調できるという利点がある。これにより、多様なシステムの信号を1台の受信機で同時に、かつ高品質に実現できるため、端末や基地局の大幅な高機能化が可能になる。従って、多様なサービスを1種類の端末、1種類の基地局で行うという、製品開発コストの低減や、端末に大幅な付加価値の付与など、計り知れない効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の原理構成図である。

【図2】

本発明の受信機の概略構成図である。

【図3】

本発明の第1の実施例の受信機の構成図である。

【図4】

本発明の第1の実施例の適応干渉キャンセラの第1の構成図である。

【図5】

本発明の第1の実施例の干渉キャンセラの構成図である。

【図6】

本発明の第1の実施例の複素周波数変換器の構成図である。

【図7】

本発明の第1の実施例の適応干渉キャンセラの第2の構成図である。

【図8】

本発明の第1の実施例の適応干渉キャンセラの第3の構成図である。

【図9】

本発明の第1の実施例のMLE回路の構成図である。

【図10】

本発明の第1の実施例の適応干渉キャンセラの第4の構成図である。

【図11】

本発明の第 1 の実施例の M L S E 回路の構成図（その 1）である。

【図 1 2】

本発明の第 1 の実施例の M L S E 回路の構成図（その 2）である。

【図 1 3】

本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 5 の構成図である。

【図 1 4】

本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 6 の構成図である。

【図 1 5】

本発明の第 1 の実施例の行列乗算器の構成図である。

【図 1 6】

本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 7 の構成図である。

【図 1 7】

本発明の第 2 の実施例の受信機の構成図である。

【図 1 8】

本発明の第 2 の実施例の適応干渉キャンセラの構成図である。

【図 1 9】

従来の無線機における受信機の構成図である。

【図 2 0】

イメージ成分と I F 周波数の関係を示す図である。

【図 2 1】

従来のイメージキャンセラの構成図である。

【符号の説明】

3 1 アンテナ

3 3、3 4 アナログ乗算器

3 2、3 6 分岐回路

3 5、1 0 8 $\pi / 2$ 移相器

3 7、1 1 0 発振器

3 8、3 9、4 4 ~ 4 7、1 1 1、1 1 2 低域通過フィルタ

4 0、4 1 アナログ・デジタル変換器

4 2、4 3 複素周波数変換器
4 6、4 7 低域通過フィルタ
4 8 適応干渉キャンセラ
4 9-1、4 9-2、5 0-1、5 0-2 出力端子
5 1~5 4 入力端子
5 5 Qチャンネル用干渉キャンセラ
5 6 Iチャンネル用干渉キャンセラ
5 7 リセット信号入力端子
5 8 適応制御器
5 9、6 0 出力端子
6 1 遅延素子
6 2 リセット信号入力端子
6 4、6 5、7 6、7 7 入力端子
6 6~6 9、7 8~8 1 乗算器
7 1、8 1 加算器
7 0、8 2 減算器
7 2、8 3 デジタル $\pi/2$ 移相器
7 3、8 4 NCO
7 4、7 5、8 5、8 6 出力端子
8 7 アンテナ
8 9、9 0 1 0 6、1 0 7 アナログ乗算器
8 8、9 2、1 0 5、1 0 9 分岐回路
1 1 3、1 1 4 出力端子
1 1 9 干渉キャンセラ
1 2 2~1 2 5 入力端子
1 2 6~1 2 9 減算器
1 3 5~1 3 8 二乗回路
1 3 9 佐井風信号推定器
1 4 0 適応制御部

- 1 4 1、1 4 2、1 3 3 - 1、1 3 3 - 2 出力端子
- 1 4 3 ~ 1 4 6 入力端子
- 1 4 7 4 入力加算器
- 1 4 8 スイッチ、1 5 6 - 1、1 5 6 - 2、1 5 7 - 1、1 5 7 - 2 スイ
ッチ
- 1 4 9 遅延素子
- 1 5 0 減算器
- 1 5 1 判別器
- 1 5 2、1 5 3 クロック入力端子
- 1 5 4、1 5 5 バイナリカウンタ
- 1 5 8 - 1、1 5 8 - 2、1 5 9 - 1、1 5 9 - 2 出力端子
- 1 6 0 ~ 1 6 3 判定値出力端子
- 1 6 4 ~ 1 6 6 入力端子
- 1 6 7 ~ 1 7 0 減算器
- 1 7 1 ~ 1 7 4 干渉キャンセラ
- 1 7 5 ~ 1 7 8 二乗回路
- 1 7 9 最尤系列推定器
- 1 8 0 適応制御部
- 1 8 1 - 1、1 8 1 - 2、1 8 2 - 1、1 8 2 - 2 判定値出力端子
- 1 8 3 ~ 1 8 6 入力端子
- 1 8 7 減算器
- 1 8 8 判別器
- 1 8 9 スイッチ
- 1 9 0 遅延素子
- 1 9 1 4 入力加算器
- 1 9 3 クロック入力端子
- 1 9 4 クロック入力端子
- 1 9 5、1 9 6 バイナリカウンタ
- 1 9 7 ~ 2 0 1 Dタイプフィリップフロップ

2 0 2, 2 0 3, 2 0 6, 2 0 7 仮判定値出力端子
2 0 4 - 1、2 0 4 - 2、2 0 5 - 1、2 0 5 - 2 出力端子
2 0 8 ~ 2 1 1 入力端子
2 1 2 減算器
2 1 3 判別器
2 1 4 スイッチ
2 1 5 遅延素子
2 1 6 4 入力加算器
2 1 7 セレクタ
2 1 8 積分器
2 1 9 クロック入力端子
2 2 0 クロック入力端子
2 2 1、2 2 2 バイナリカウンタ
2 2 3 積分器
2 2 4 セレクタ
2 2 5、2 2 6、3 4 3 Dタイプフィリップフロップ
2 2 9、2 3 0、2 3 3、2 3 4 仮判定値出力端子
2 2 7、2 2 8、3 6 2、3 6 3 最尤度系列出力端子
2 3 1、2 3 2 低域通過フィルタ
2 3 3 2 3 4 出力端子
2 3 5 ~ 2 3 8 入力端子
2 3 9 ~ 2 4 2 減算器
2 4 3 ~ 2 4 6 干渉キャンセラ
3 7 3、2 4 7 ~ 2 4 9 二乗回路
2 5 0 最尤系列推定器
2 5 1、3 6 1 複素周波数変換器
2 5 3 適応制御部
2 5 4、2 5 5 出力端子
2 6 0 ~ 2 6 3 減算器

2 6 5、2 6 9 適応制御部
 2 6 6、2 6 7 判別器
 2 6 4、2 6 8 行列乗算器
 2 7 0、2 7 1、3 0 4、3 0 5 信号出力端子
 2 7 2、2 7 5 入力端子
 2 7 6～2 7 9 減算器
 2 8 0、2 8 1 判別器
 2 8 6、2 8 2 行列乗算器
 2 8 7、2 8 3 適応制御部
 2 8 4、2 8 5、3 0 6、3 0 7 低域通過フィルタ
 2 8 8 信号出力端子
 2 8 9 信号出力端子
 2 9 2、2 9 3 入力端子
 2 9 4、2 9 5 乗算器
 2 9 8 減算器
 2 9 9 加算器
 3 0 0、3 0 3 係数入力端子
 3 0 4、3 0 5 出力端子
 3 1 4、3 1 5、3 2 1、3 2 2 干渉キャンセラ
 3 1 8、3 1 9、3 1 3、3 2 6 減算器
 3 1 6、3 1 7、3 2 3、3 2 8 判別器
 3 2 9～3 3 2 入力端子
 3 4 5～3 4 8 バッファメモリ
 3 4 9～3 5 2 バッファメモリ
 3 5 3～3 5 6 バッファメモリ
 3 5 7～3 6 0 帯域通過フィルタ
 3 7 1、3 7 2 2 分の 1 分周器
 3 7 3 二乗回路
 4 0 1 受信部

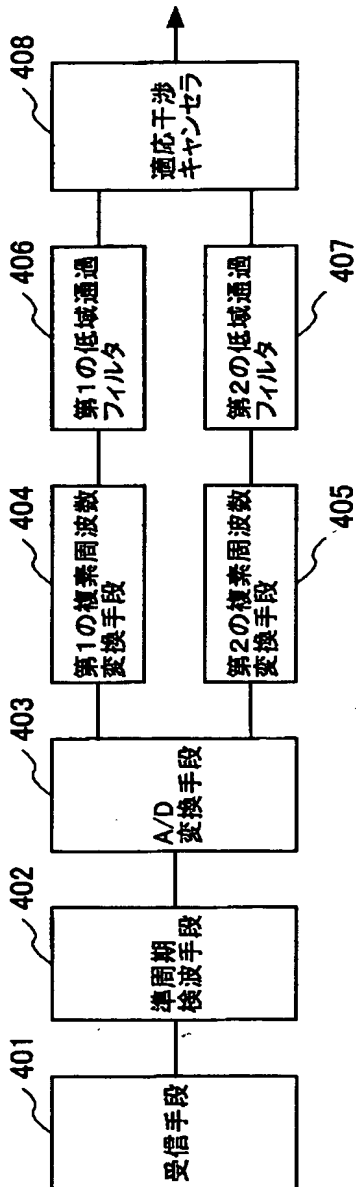
- 4 0 2 アナログ準同期検波機
- 4 0 3 アナログ・デジタル変換器
- 4 0 4 デジタル複素周波数変換器 A
- 4 0 5 デジタル複素周波数変換器 B
- 4 0 6 低域通過フィルタ A
- 4 0 7 低域通過フィルタ B
- 4 0 8 適応干渉キャンセラ
- 4 0 9 干渉キャンセル部
- 4 1 0 適応制御部

【書類名】

図面

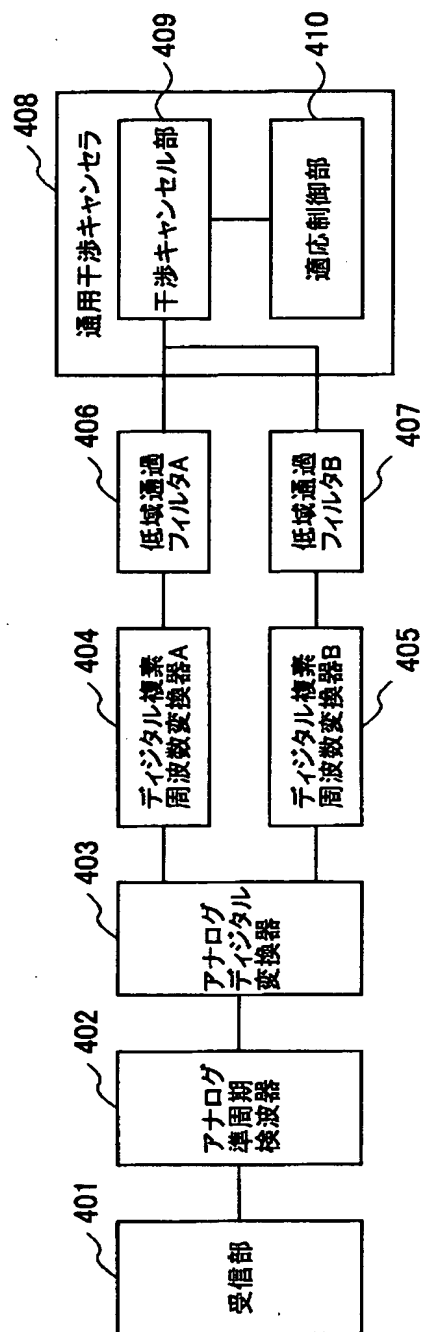
【図 1】

本発明の原理構成図



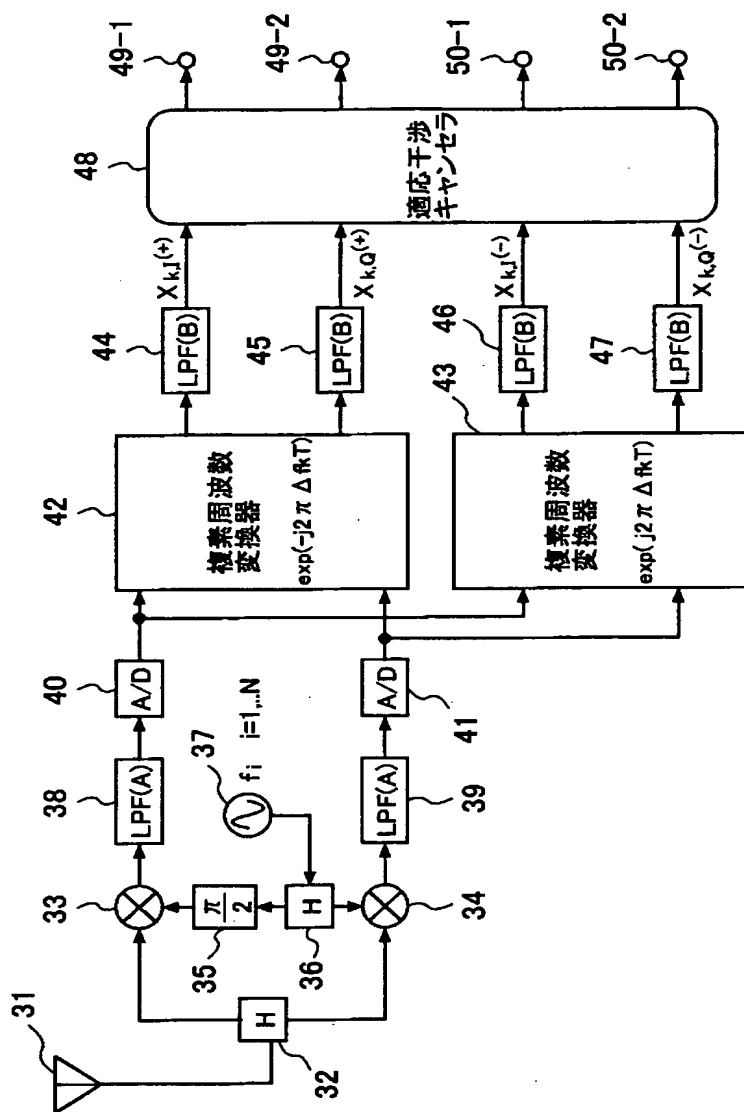
【図 2】

本発明の受信機の概略構成図



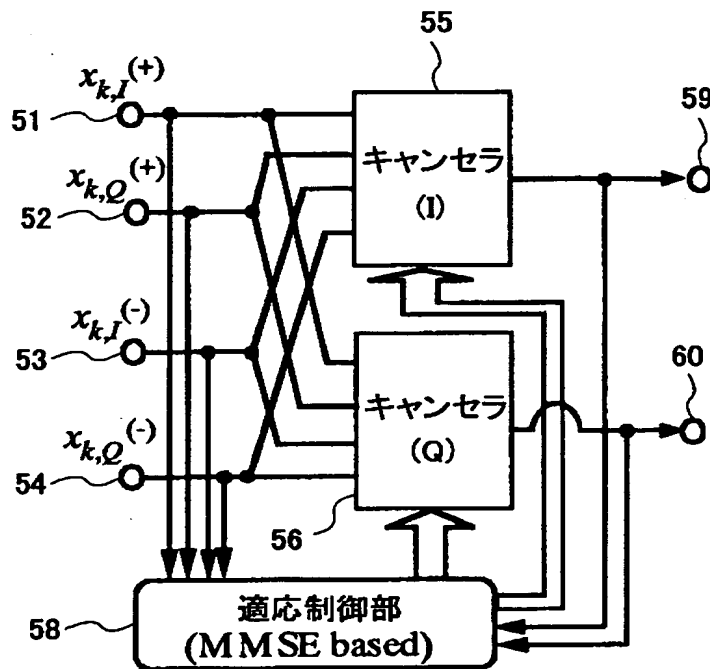
【図 3】

本発明の第 1 の実施例の受信機の構成図



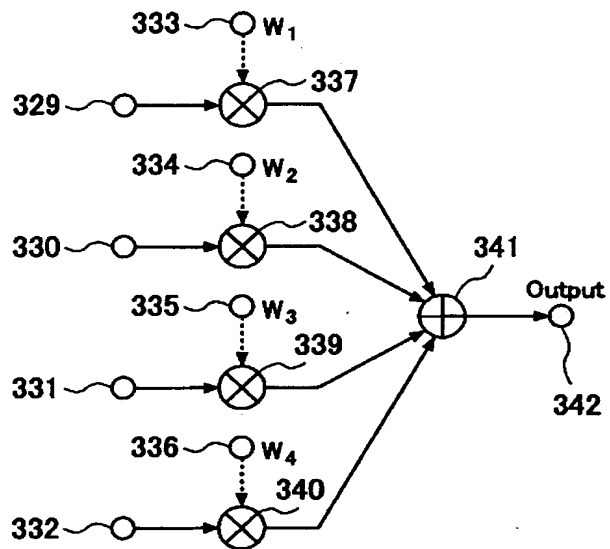
【図 4】

本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 1 の構成図



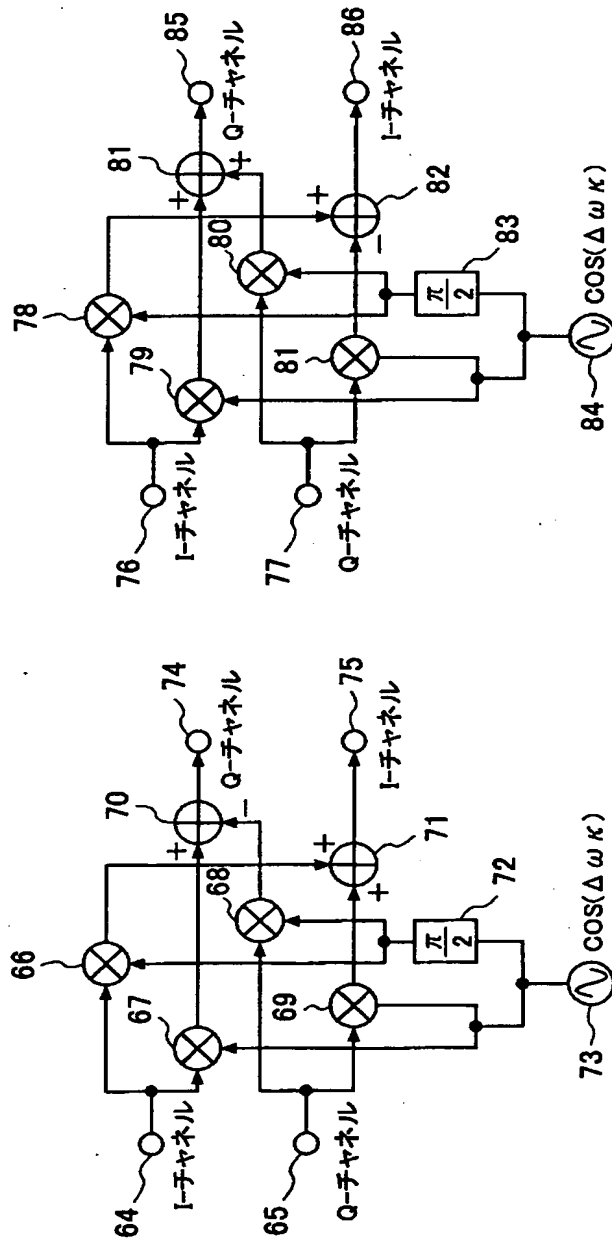
【図 5】

本発明の第 1 の実施例の干渉キャンセラの構成図



【図 6】

本発明の第 1 の実施例の複素周波数変換器の構成図

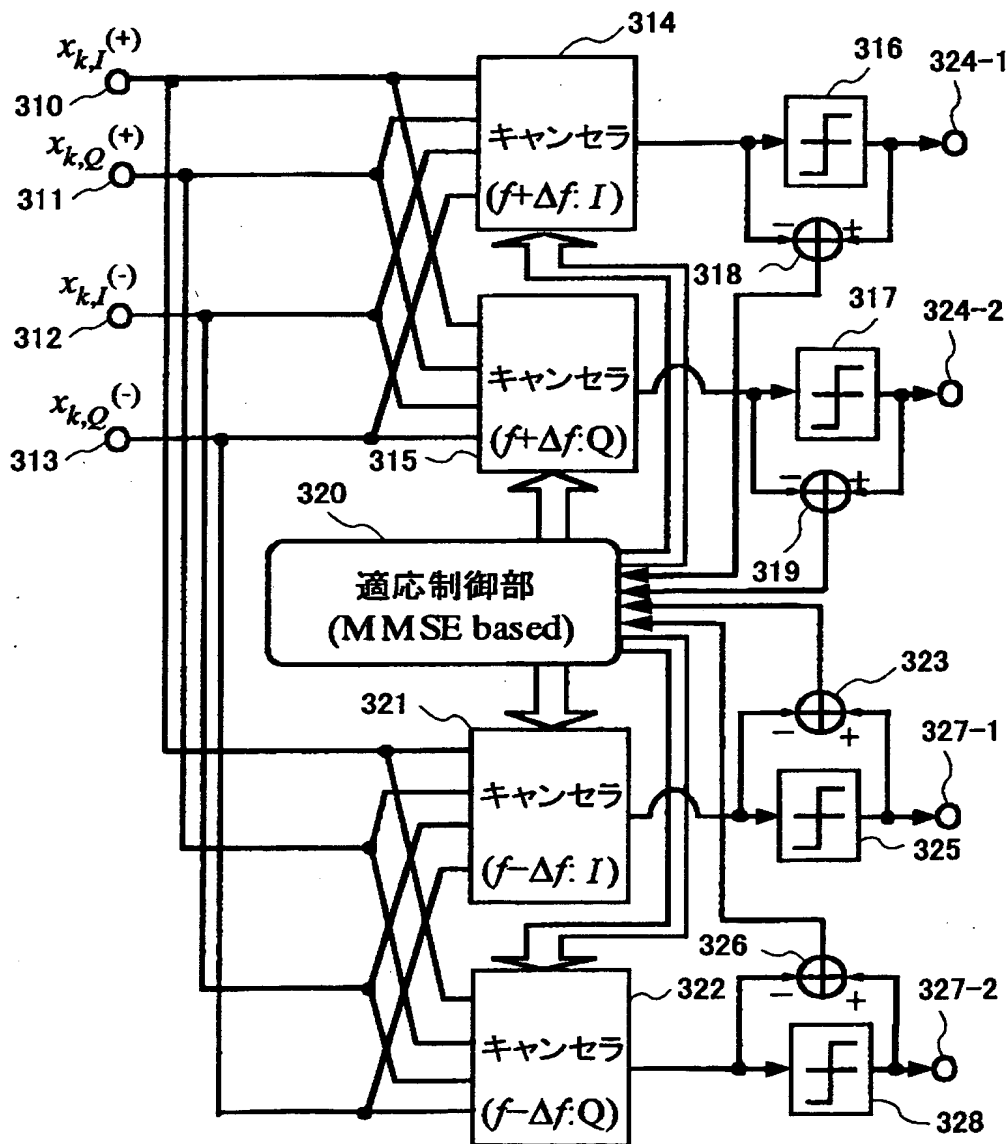


(b) 正のIF周波数をもつ解析的搬送波を掛け合わせる
複素周波数変換器 $\exp(j2\pi\Delta f_k T)$ の構成

(a) 負のIF周波数をもつ解析的搬送波を掛け合わせる
複素周波数変換器 $\exp(-j2\pi\Delta f_k T)$ の構成

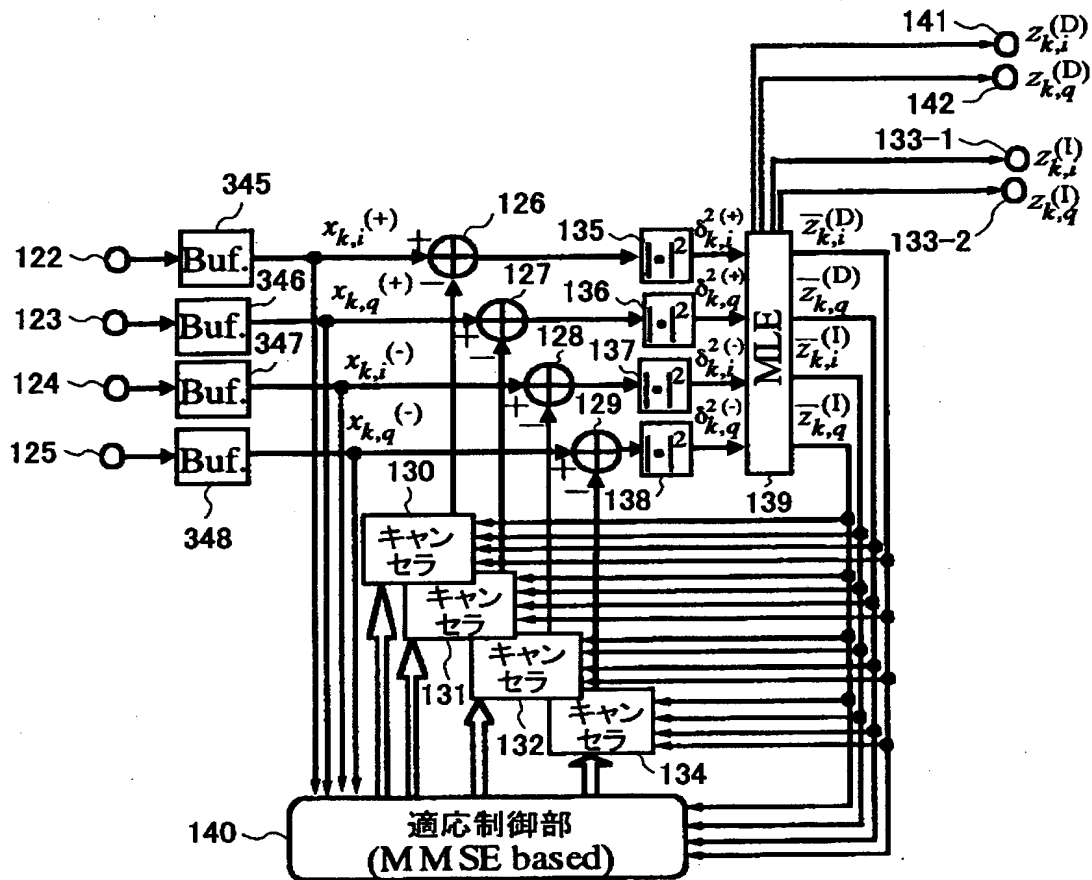
【図 7】

本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 2 の構成図



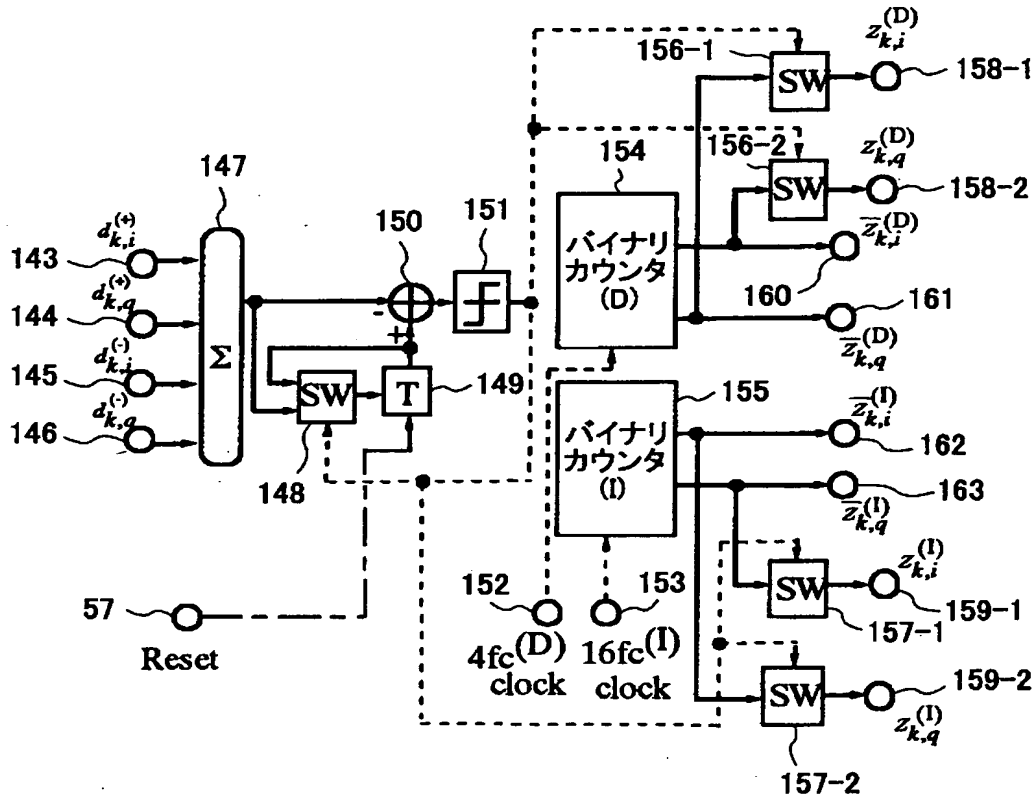
【図 8】

本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 3 の構成図



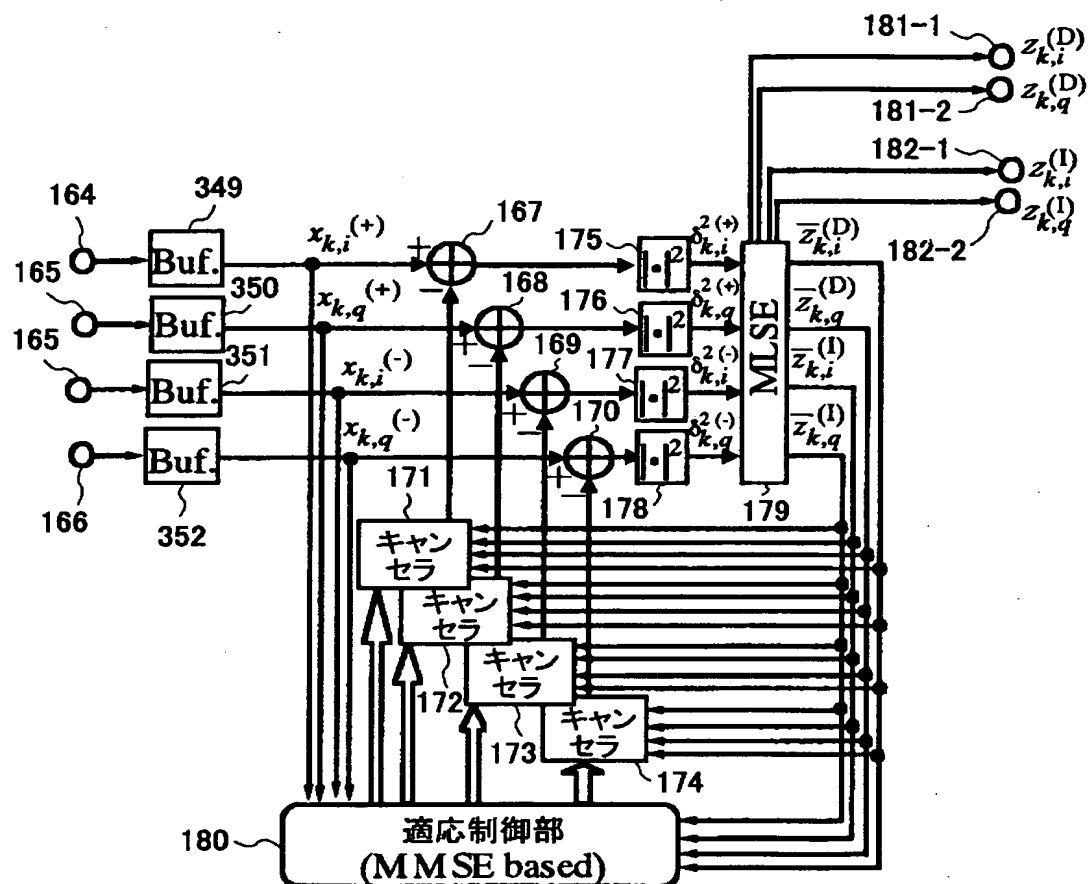
【図 9】

本発明の第 1 の実施例の M L E 回路の構成図



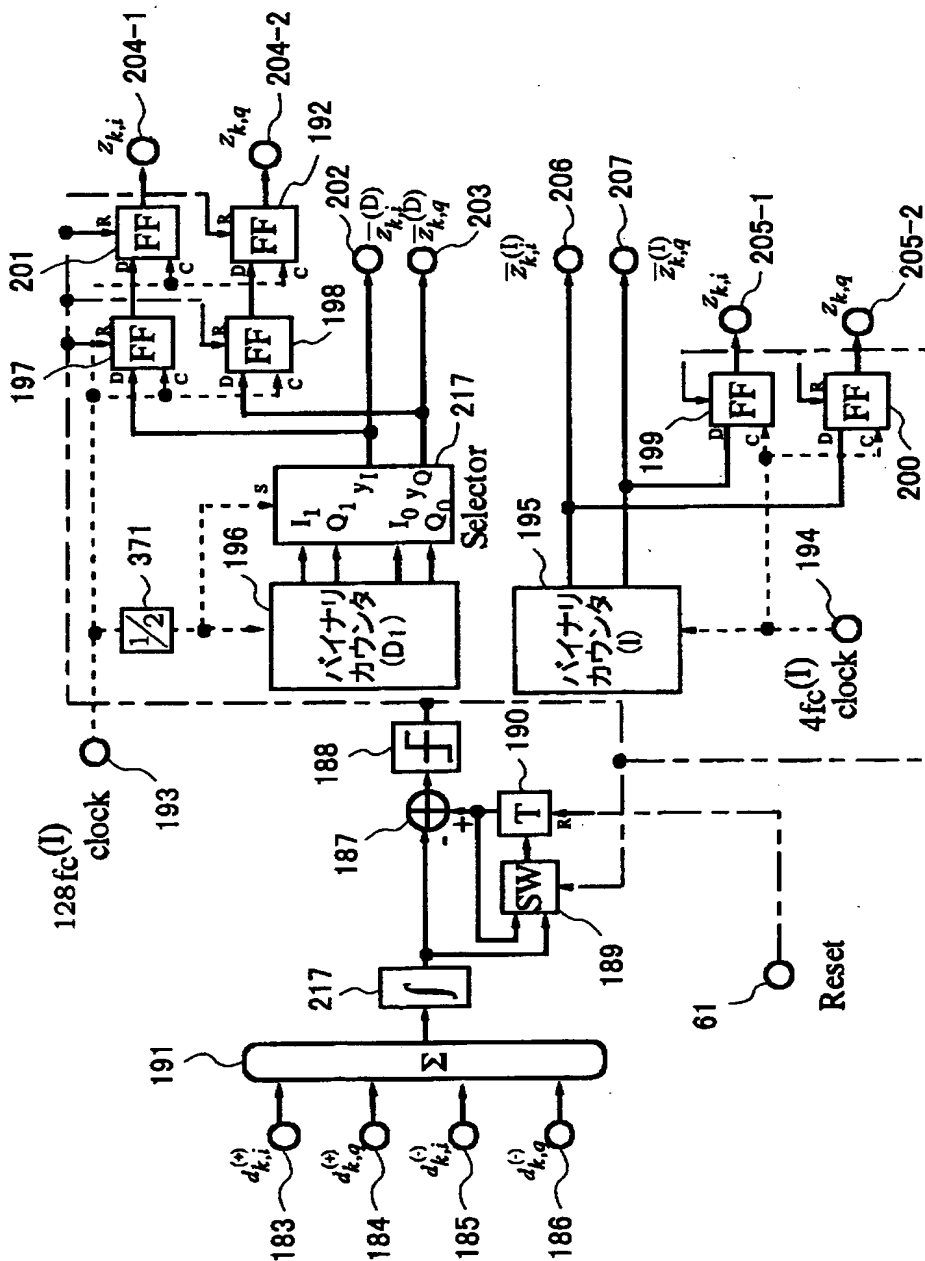
【図 1 0】

本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 4 の構成図



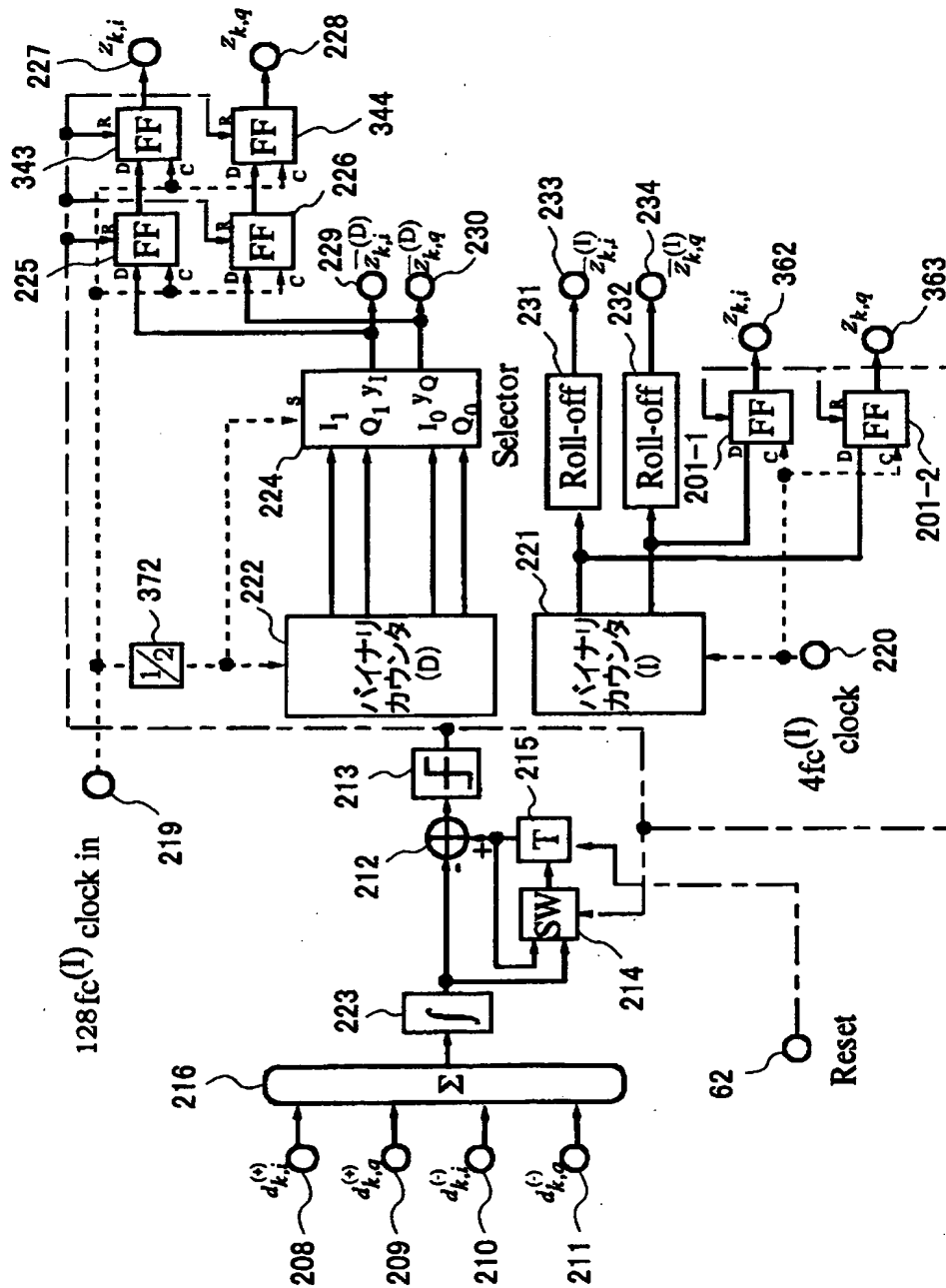
【図 1 1】

本発明の第 1 の実施例の M L S E 回路の構成図（その 1）



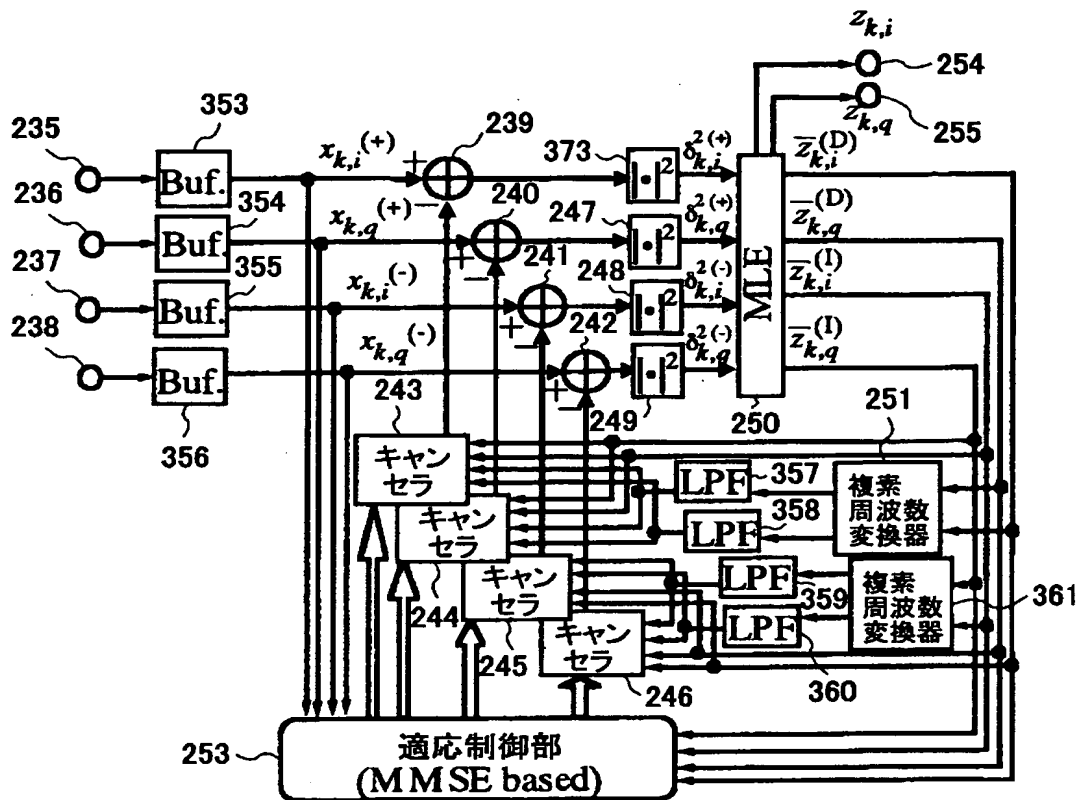
【図 1 2】

本発明の第 1 の実施例の M L S E 回路の構成図（その 2）



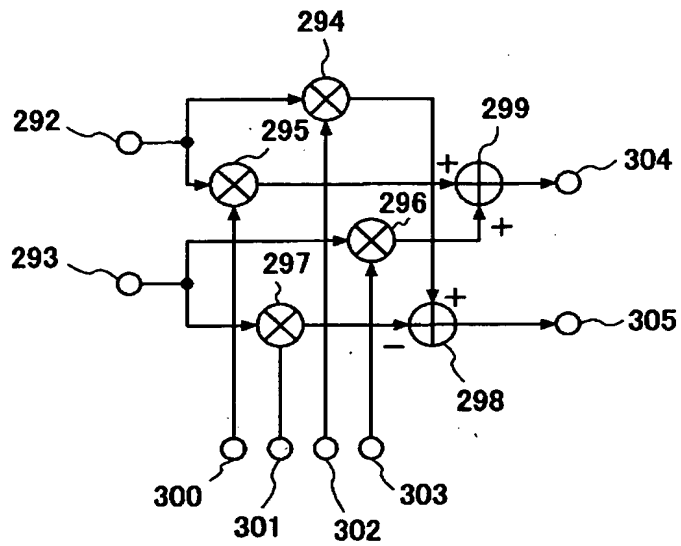
【図 1 3】

本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 5 の構成図



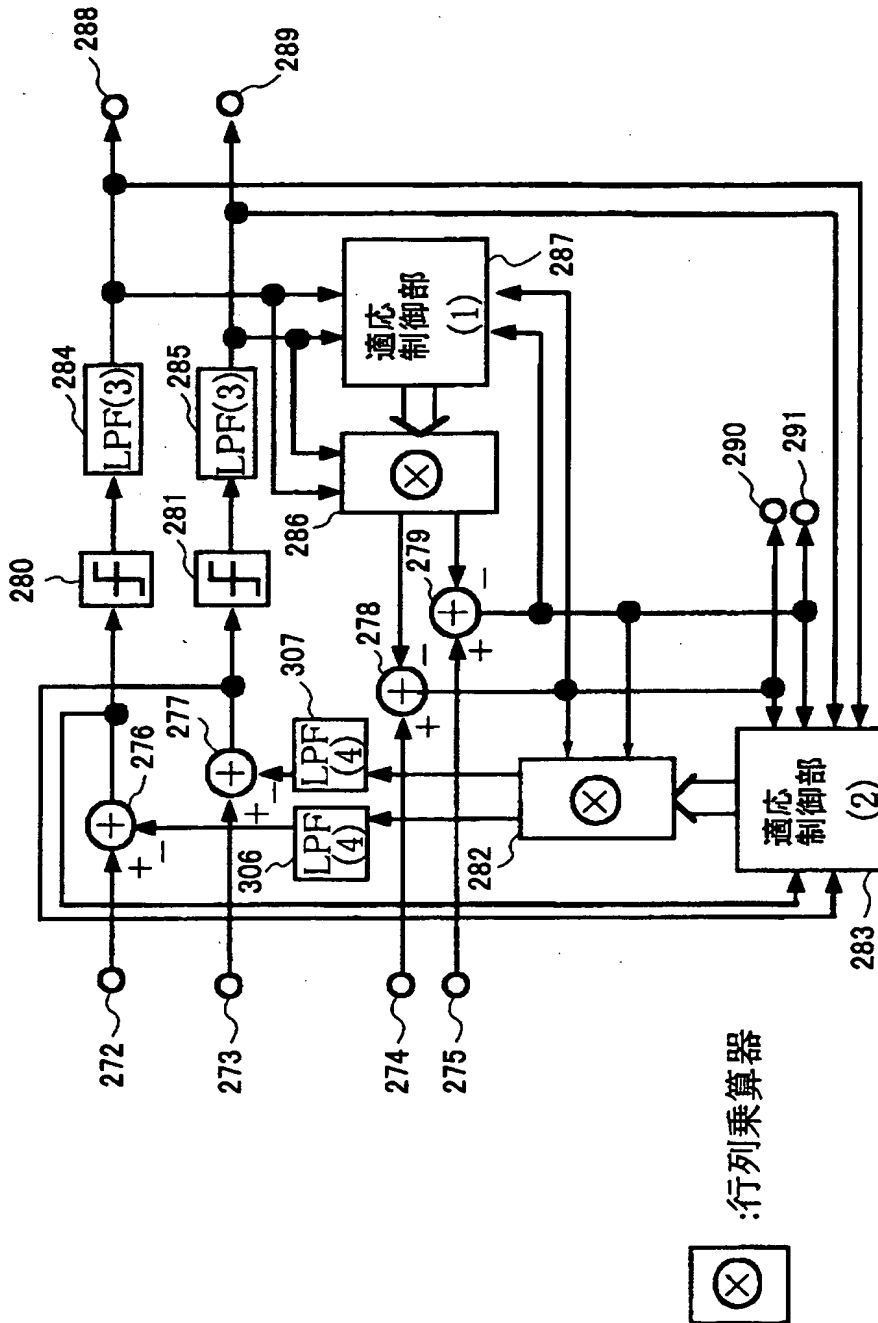
【図 1 5】

本発明の第 1 の実施例の行列乗算器の構成図



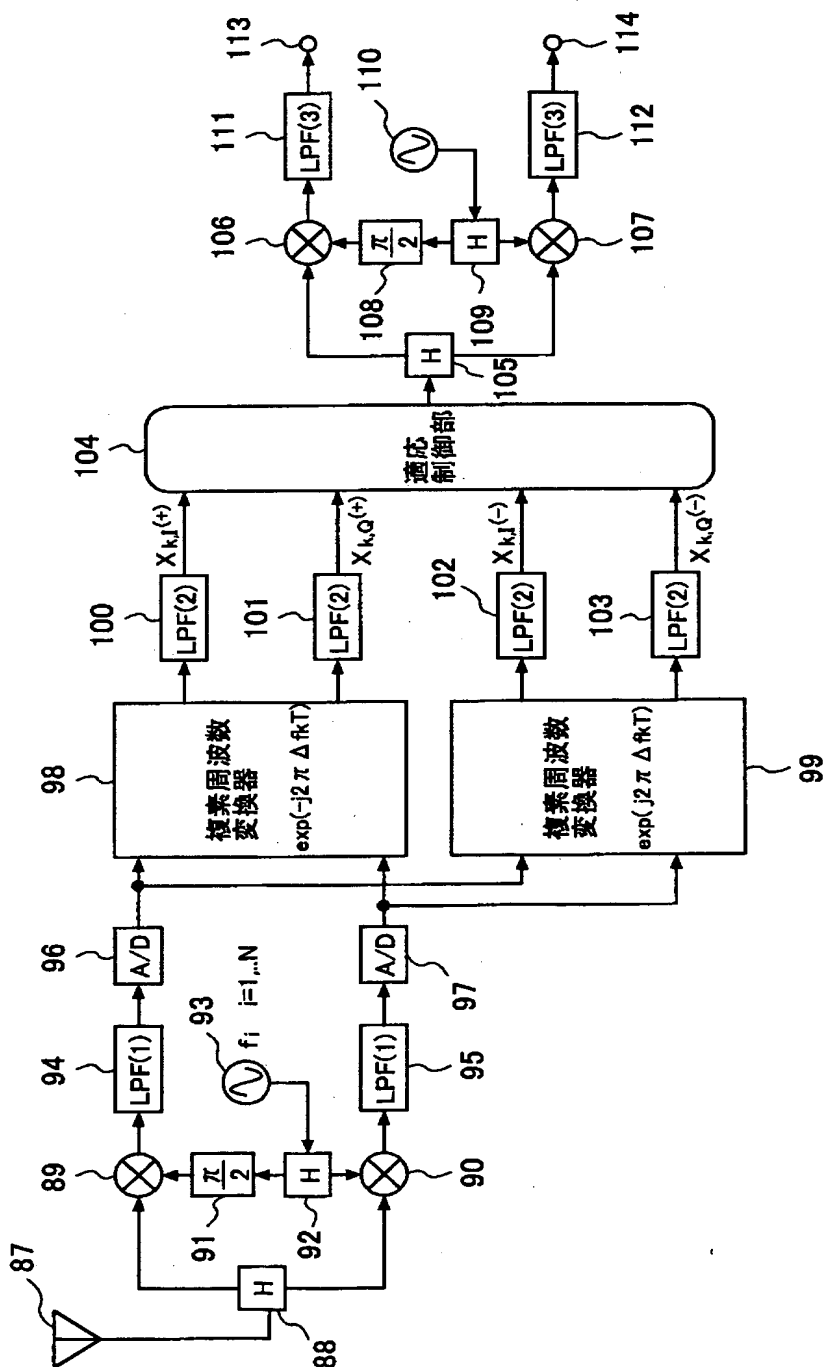
【図 1 6】

本発明の第 1 の実施例の適応干渉キャンセラの第 7 の構成図



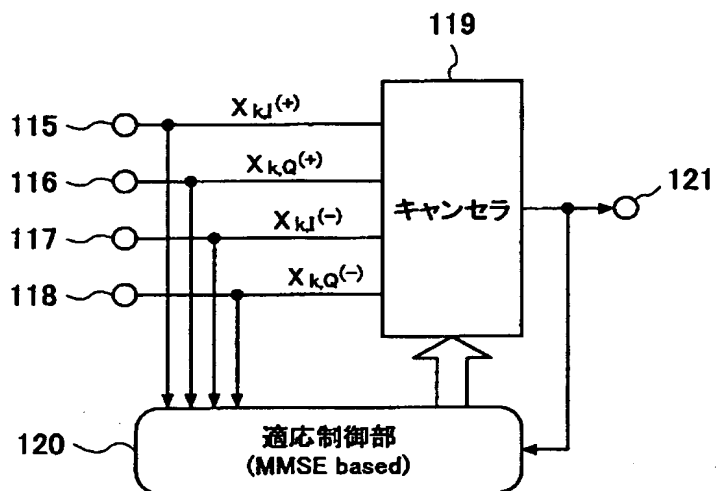
【図 1 7】

本発明の第 2 の実施例の受信機の構成図



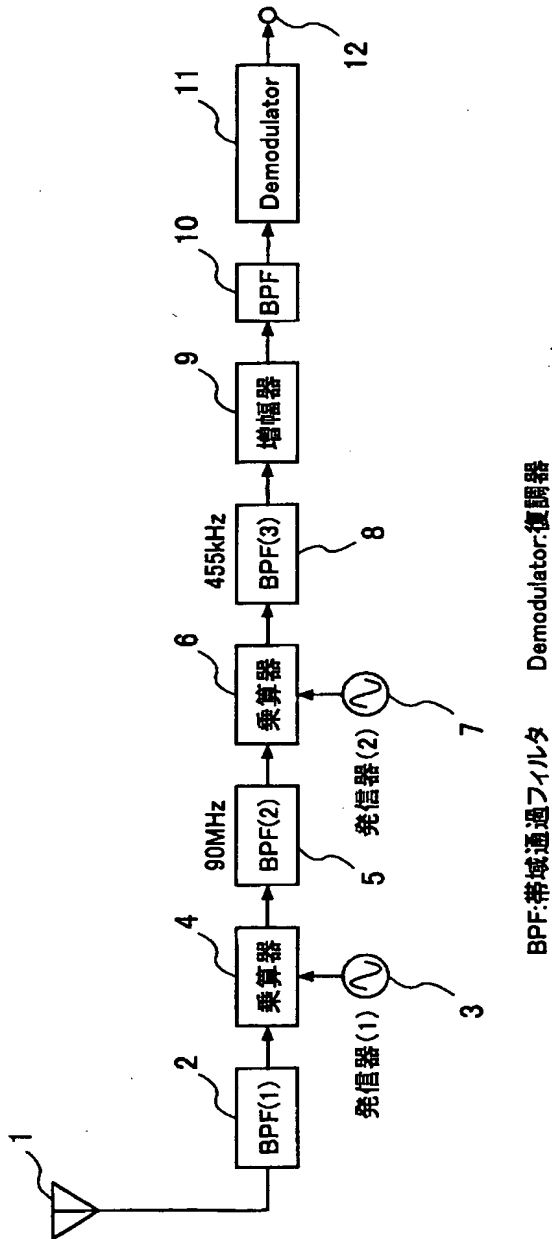
【図 1 8】

本発明の第 2 の実施例の適応干渉キャンセラの構成図



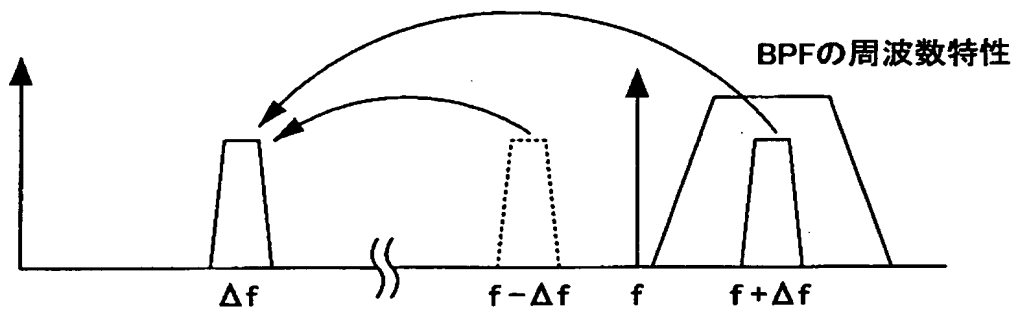
【図 1 9】

従来の無線機における受信機の構成例

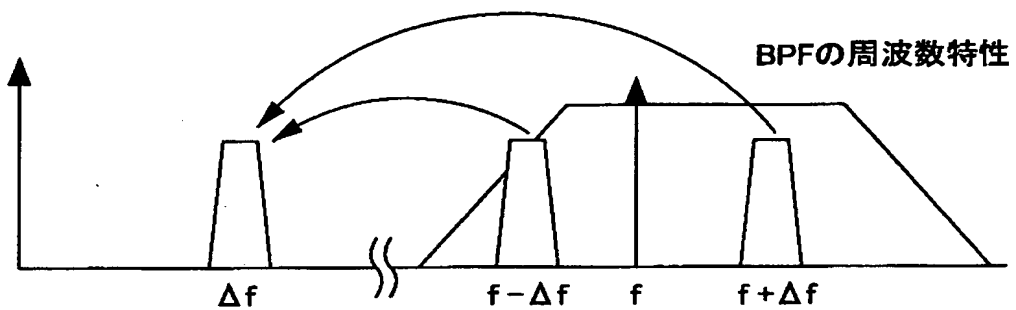


【図 2 0】

イメージ成分と I F 周波数の関係を示す図



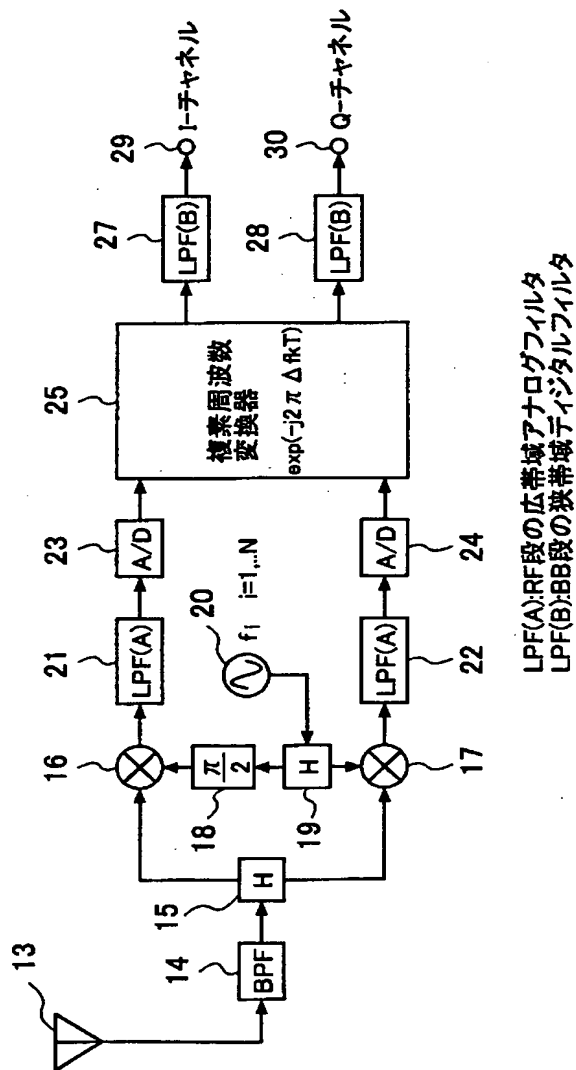
(a)従来の無線機における周波数変換



(b)マルチバンド受信機における周波数変換

【図 2 1】

従来のイメージキャンセラの構成図



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 通信システムの受信機における復調時に発生する干渉信号成分を除去することが可能な通信システムにおける受信方法及び受信機を提供する。

【解決手段】 本発明は、搬送波周波数帯の信号をアナログ準同期検波し、準同期検波の出力の直交・同期信号をデジタル信号に変換し、デジタル信号を分岐して、片方の信号を第1の解析的正弦波を掛け合わせて複素ベースバンド信号に変換して第1の低域通過フィルタを通過させ、分岐したもう一方の信号を第2の解析正弦波を掛け合わせ、複素ベースバンド信号に変換して第2の低域通過フィルタを通過させ、第1の低域通過フィルタ及び第2の低域通過フィルタを通過させた信号を適応干渉キャンセラに入力して、各々の信号に混入した干渉成分を除去する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [392026693]

1. 変更年月日 2000年 5月19日
[変更理由] 名称変更
住 所 東京都千代田区永田町二丁目11番1号
氏 名 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ